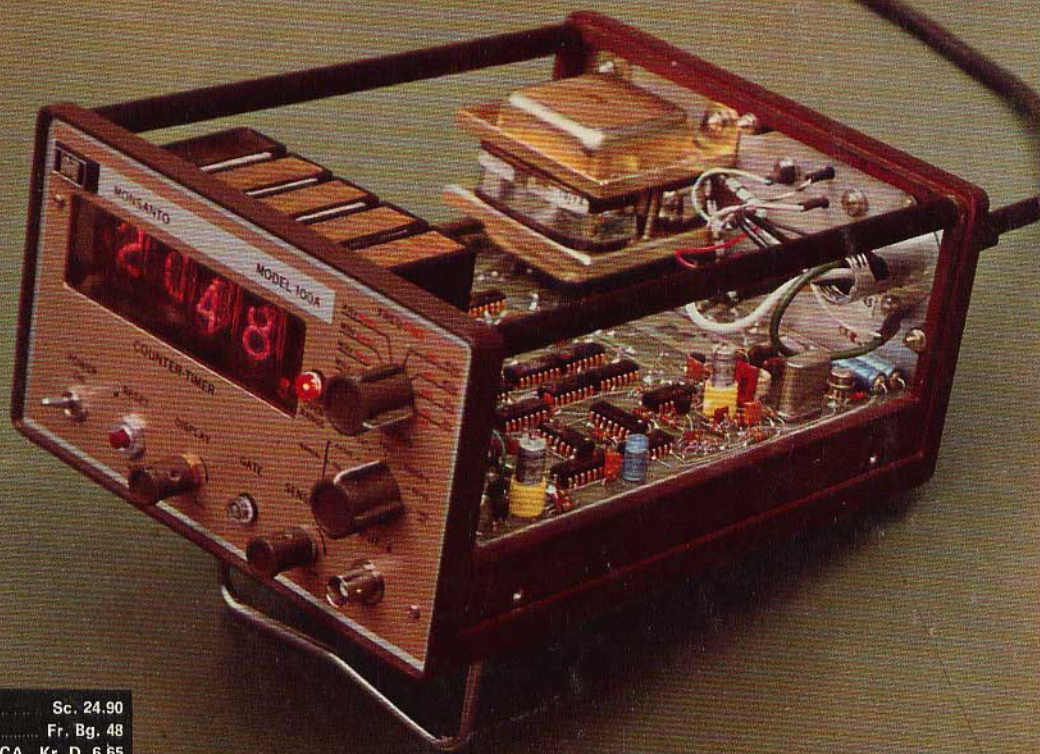
SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

6

LIRE 500

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 500
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. S. 4.15

giugno/luglio 1968

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 Giugno 1968

SOMMARIO

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MORCHIO P. Imperia

Convertitore OC

Nello schema elettrico relativo ad un convertitore per alcune gamme di onde corte, pubblicato a suo tempo sulla rivista, manca il collegamento fra la placca della valvola oscillatrice e la griglia della valvola mescolatrice tramite un condensatore da 4,7 pF.

In figura 1 riportiamo lo schema di un altro convertitore a cristallo per le gamme dei 10, 15 e 20 metri del quale disponiamo della descrizione in lingua inglese.

Il valore dei componenti dovrà essere il seguente: C1 = C2 = 100 pF variabile miniatura Hammarlund 100B). L1 = 4 spire di filo di rame smaltato del n. 20 avente 18 mm di diametro, avvolta a 6 mm da L2. L2 = 9 spire 3/4 di filo smaltato del n. 20 avvolte su 18 mm di diametro. L3 = 8 spire 1/2 di filo smaltato del n. 24 avvolte su un diametro di 25 mm. L4 = 8 spire 1/2 di filo smaltato del n. 20 avvolte su un diametro di 18 mm. L5 = = 60-120 μH. L6 = 1,5-2,7 μH. L7 = 2-4 μH. L8 = 2,5-5,8 μH. R1 = resistenza regolabile da 2000 Ω 1/2 W. T1 = secondario a 125 V 50 mA, 6,3 V 2 A. Cristalli: Y1 = 25 MHz; Y2 = 24,5 MHz; Y3 = 17,5 MHz; Y4 = 10,5 MHz. CR1 = = diodo al silicone 400 V 750 mA.

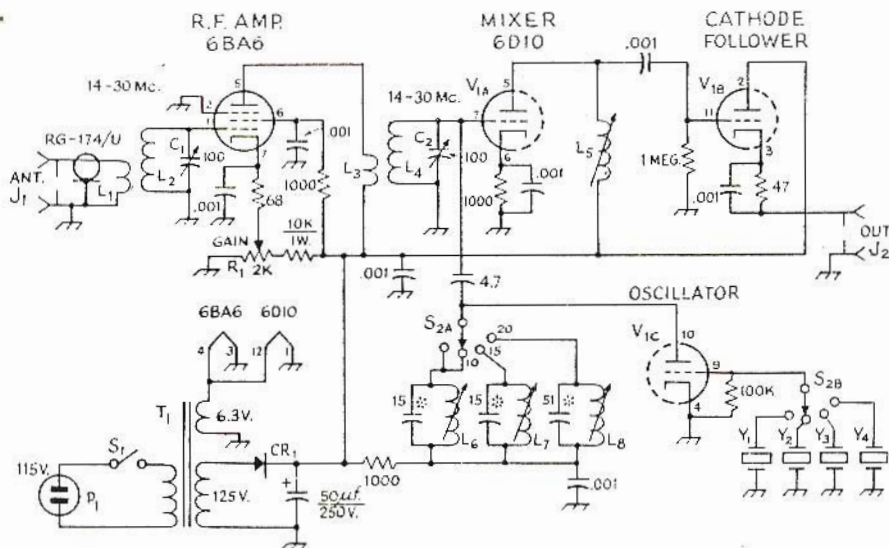



Fig. 1 - Schema elettrico di un convertitore a cristallo per le gamme dei dieci, quindici e venti m.

Sigg. PAOLINO C. Ragusa, LENZI C. Roma

Radiocomando

Anche se alcune delle modifiche agli schemi relativi al trasmettitore ed al ricevitore multicanale per radiocomando, descritti a suo tempo sulla rivista, sono teoricamente esatte, ci sembra alquanto pericoloso addentrarci in un simile ginepraio dal quale sarebbe anche possibile non venirne più fuori, ciò che comporterebbe in definitiva perdita di tempo e di denaro.

La migliore soluzione, secondo noi, è quella di procurarsi i componenti proposti, magari rivolgendosi all'estero, ad esempio in Francia, dove certamente è possibile rintracciare il banco a lamelle vibranti.

I relé della serie RM52 (24x19x30), RM54 (30x19x30) sono di produzione SIEMENS. Di ciascuna serie esistono diversi tipi aventi resistenze e tensioni differenti. In Italia per il radiocomando, secondo le norme che abbiamo pubblicato a suo tempo, è autorizzata la sola gamma dei 27 MHz, in Francia anche quelle dei 72, 144 e 436 MHz.

Sig. MARERI A. L'Aquila

Amplificatore stereo 2 x 10 W

Nel testo relativo alla descrizione dell'amplificatore stereo 2 x 10 W è detto chiaramente che i transistori Tr 7,8 ed i transistori Tr107,108 sono 2 x AC127/128 accoppiati.

Tutto l'altro materiale al quale lei si riferisce è di produzione PHILIPS. Può richiedere il catalogo alla stessa ditta in Piazza IV Novembre, MILANO. Comunque, qualora non riesca a procurarsi i dissipatori originali, può sostituirli con altri aventi le stesse caratteristiche e destinati allo stesso tipo di transistori. Le piastre di alluminio annerite possono essere autocostruite per quanto sia possibile trovarle in commercio.

Non è consigliabile la sostituzione dei diodi BYX20. Le resistenze NTC del tipo indicato sono anch'esse prodotte dalla PHILIPS e possono essere sostituite con altre aventi identiche caratteristiche; lo stesso discorso vale per i trimmer potenziometrici, e per la bobina da 49 mH che può costruire personalmente o sostituirla con altra avente valore prossimo (ad esempio 50 mH o 45 mH).

Consultando il catalogo della G.B.C. certamente riuscirà a trovare per sostituzione tutti i componenti che le interessano scegliendo naturalmente quelli che abbiano le caratteristiche identiche ai componenti originali.

Sig. CHIARASTELLA G. Civitanova

Ricezione TV e FM

Innanzi tutto la ringraziamo per le gentili espressioni a favore delle riviste « SPERIMENTARE » e « SELEZIONE RADIO - TV » e l'assicuriamo che in avvenire faremo del nostro meglio per migliorare sempre di più il loro contenuto.

Come avrà potuto constatare sovente dedichiamo degli articoli ai problemi del radiocomando. Comunque questo argomento può essere trattato in modo esauriente, come lei desidererebbe, soltanto in un opera specializzata dedicata esclusivamente ad esso. Esistono parecchi volumi di questo genere, specialmente in lingua francese ed inglese e di alcuni abbiamo pubblicato i titoli ed il nome dell'editore.

La ricezione dei programmi jugoslavi, in talune condizioni ambientali favorevoli, è possibile lungo le coste adriatiche.

Nella sua località, ad esempio, viene ricevuta la stazione di BIOKOVO (frequenze: 203,25 - 208,75 MHz). Naturalmente mentre i segnali risultano piuttosto deboli al livello del mare (dell'ordine dei 30 dBμ), dando luogo sullo schermo televisivo ad un'immagine con effetto neve, *ad un livello di circa 100 metri, dove il segnale è dell'ordine dei 60 dBμ, le condizioni di ricezione migliorano notevolmente.*

Per ottenere una buona ricezione evidentemente dovrà essere impiegata un'antenna, avente polarizzazione verticale, con un buon guadagno e diretta in modo corretto verso il trasmettitore.

Presso le sedi di Pescara e di Ancona della G.B.C. potrà trovare diversi tipi di antenne adatte a risolvere il suo problema.

Non ci risulta che nella sua zona sia di prossima installazione un trasmettitore destinato alle emissioni stereofoniche, dato che queste emissioni, aventi carattere sperimentale, sono limitate attualmente soltanto alle città di Torino, Milano, Napoli e Roma.

È ovvio che per ricevere nelle migliori condizioni le emissioni FM sia consigliabile l'installazione di un'antenna esterna. Se i disturbi provocati dalle automobili sono particolarmente intensi detta antenna dovrà essere installata sufficientemente alta e comunque il più lontano possibile dalla sede stradale.

La discesa sarà attuata con cavo coassiale e non con la normale piattina che capterebbe con estrema facilità i disturbi da lei lamentati.

Questa antenna, con la quale in avvenire potrà ricevere anche gli eventuali programmi stereofonici, è reperibile anch'essa presso i suddetti punti di vendita.

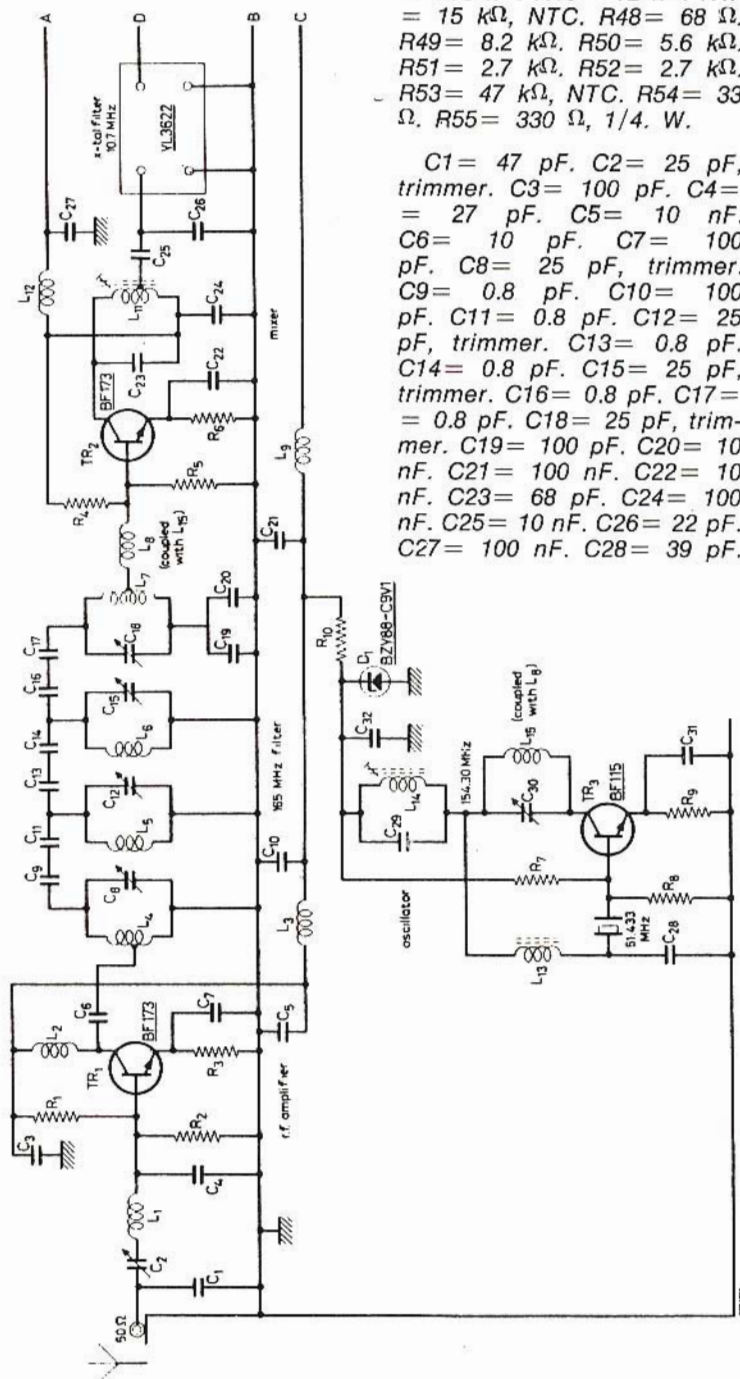
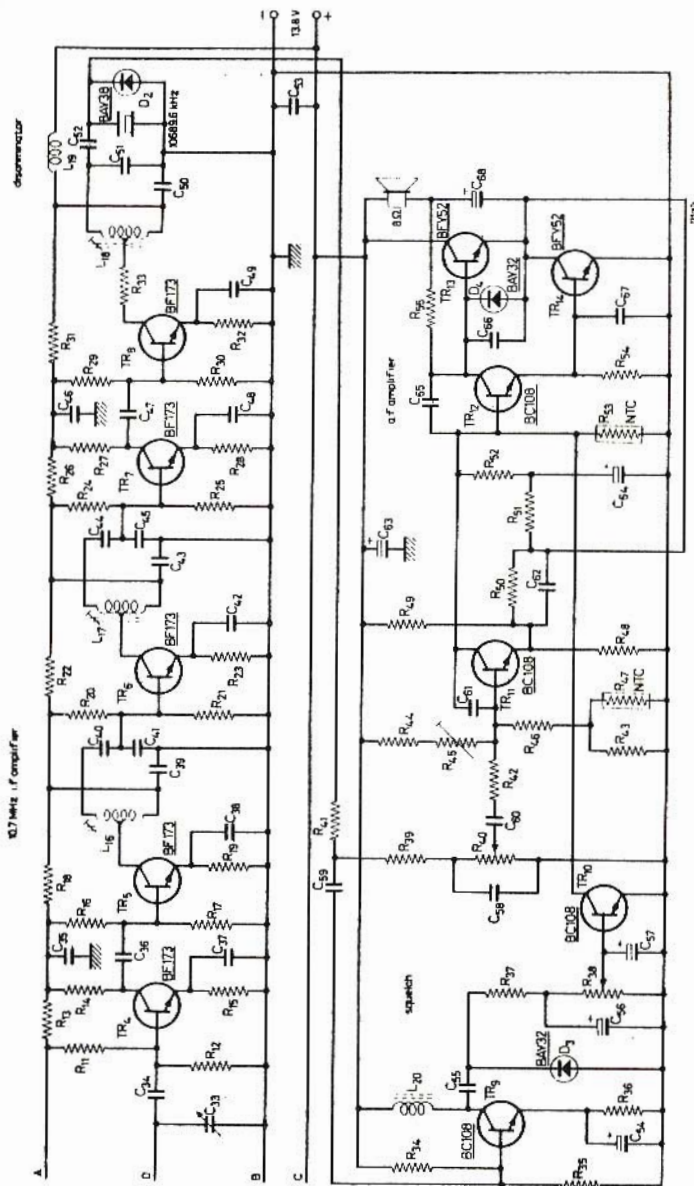
Sigg. PAPI A. Livorno
ZACCARIO M. Milano
BALBI P. Genova

Ricevitore tipo professionale

Le figure 1, 2 si riferiscono rispettivamente allo schema della sezione RF e a quello della sezione MF e BF, di un ricevitore VHF destinato al servizio mobile avente caratteristiche professionali. Il ricevitore, che è stato progettato dai laboratori della PHILIPS per funzionare sulla gamma da 156 a 174 MHz, naturalmente può essere modificato in modo da farlo lavorare sulle gamme radiantistiche o su altre prossime. Esso è adatto alla ricezione di fase (F3) ed ha una potenza assorbita non superiore a 0,5 W. La potenza di uscita è dell'ordine di 1,6 W con il 15% di distorsione.

Sono usati i seguenti transistori: BF 173 amplificatore a radio frequenza, BF173 miscelatore; BF115 oscillatore (triplicatore); BZY88 - C9V1 stabilizzatore di tensione; 5xBF173 amplificatore di media frequenza; BAY38 discriminatore; 2xBC108 circuito squelch; BAY32 rivelatore squelch; 2xBC108 amplificatore di bassa frequenza; 2xBFY52, BAY32 stadio finale.

Valore dei componenti: R1 = 39 kΩ. R2= 18 kΩ. R3= = 1.8 kΩ. R4= 33 kΩ. R5= = 18 kΩ. R6= 2.7 kΩ. R7= = 22 kΩ. R8= 8.2 kΩ. R9= = 680 Ω. R10= 390 Ω. R11= = 8.2 kΩ. R12= 3.3 kΩ. R13 = 100 Ω. R14= 4.7 kΩ. R15 = 2.7 kΩ. R16= 47 kΩ. R17 = 18 kΩ. R18= 100 Ω. R19= =2.7 kΩ. R20= 27 kΩ. R21= = 10 kΩ. R22= 100 Ω. R23= = 2.7 kΩ. R24= 47 kΩ. R25 = 18 kΩ. R26= 100 Ω. R27= = 4.7 kΩ. R28= 2.7 kΩ. R29 = 27 kΩ. R30= 10 kΩ. R31= = 100 Ω R32= 1.2 kΩ. R33= = 100 Ω. R34= 120 kΩ. R35 = 39 kΩ. R36= 1 kΩ. R37= = 6.8 kΩ. R38= 20 kΩ, potentiometer. R39= 10 kΩ. R40 = 10 kΩ, potentiometer. R41 = 22 kΩ. R42= 1 kΩ. R43= 8.2 kΩ. R44= 150 kΩ. R45= = 100 kΩ. R46= 12 kΩ. R47 = 15 kΩ, NTC. R48= 68 Ω. R49= 8.2 kΩ. R50= 5.6 kΩ. R51= 2.7 kΩ. R52= 2.7 kΩ. R53= 47 kΩ, NTC. R54= 33 Ω. R55= 330 Ω, 1/4. W.

C1= 47 pF. C2= 25 pF, trimmer. C3= 100 pF. C4= = 27 pF. C5= 10 nF. C6= 10 pF. C7= 100 pF. C8= 25 pF, trimmer. C9= 0.8 pF. C10= 100 pF. C11= 0.8 pF. C12= 25 pF, trimmer. C13= 0.8 pF. C14= 0.8 pF. C15= 25 pF, trimmer. C16= 0.8 pF. C17= = 0.8 pF. C18= 25 pF, trimmer. C19= 100 pF. C20= 10 nF. C21= 100 nF. C22= 10 nF. C23= 68 pF. C24= 100 nF. C25= 10 nF. C26= 22 pF. C27= 100 nF. C28= 39 pF.

C29= 68 pF. C30= 25 pF, trimmer. C31= 10 nF. C32= = 1 nF. C33= 25 pF, trimmer. C34= 680 pF. C35= 10 nF. C36= 680 pF. C37= 10 nF. C38= 10 nF. C39= 100 nF. C40= 100 pF. C41= 270 pF. C42= 10 nF. C43= 100 nF. C44= 100 pF. C45= 180 pF. C46= 10 nF. C47= 680 pF. C48= 10 nF. C49= 10 nF.

C50= 10 nF. C51= 68 pF. C52= 68 pF. C53= 10 nF. C54= 3.2 μF; 6.4 V. C55= = 4.7 nF. C56= 2 μF; 10 V. C57= 4 μF; 4 V. C58= 10 nF. C59= 82 pF. C60= 47 nF. C61= 220 pF. C62= 100 nF. C63= 125 μF; 16 V. C64= = 6.4 μF; 25 V. C65= 1 nF. C66= 4.7 nF. C67= 1.8 nF. C68= 250 μF; 16 V.

Bobine: L1= 3 spire di filo di rame da 1 mm, diametro interno 8 mm, su 2,5 mm di lunghezza. L2= 10 μH; L3= =20 μH. L9= 20 μH; L12= = 20 μH; L13= 0,25 μH. L4= =L5=L6=L7= 2 spire di filo di rame da 1 mm, diametro interno 10 mm. L8= 1/2 spira filo di rame da 1 mm diametro interno 6 mm. L11= 14 spire filo litz 36x0,04 con presa a 2,4 spire dal lato freddo. (forma Philips AP3016/02, nucleo K512002/4D1, schermo AP301402/4D1). L14= 4 spire senza schermo di filo litz 36x0,04 (AP3016/02, K472510). L15= L4; L19= 20 μH. L16= = L11 con presa alla 5 spira lato freddo. L17= L11 con presa alla 3 1/2 spira dal lato freddo. L18= L11 con presa alla 10 spira dal lato freddo. L20= 200 mH (400 spire filo smaltato da 0,2 mm su ferroxcube 18/12 3B3. Cristallo oscillatore: 3° overtone 51.433 MHz. Cristallo discriminatore 10 689,618 kHz ± 200 Hz. L= 14.6 mH ± 7%. Cristallo BF Tipo YL 3622.

Di questo ricevitore, il quale naturalmente può essere realizzato esclusivamente da coloro che abbiano notevole esperienza in tale genere di costruzioni e dispongono delle adatte apparecchiature di controllo, possiamo fornire la descrizione completa in lingua inglese che possiamo inviare alle solite condizioni.

Sig. BRUNO V. Udine

Convertitori cc - Autoradio

Per procurarsi il vibratore a 12 V cc relativo all'apparecchio in suo possesso può rivolgersi direttamente alla Società BOSCH, rappresentante della BLAUPUNKT GmbH, in via Petitti 15 Milano. Vibratori di tipo simile potrebbe trovarli pure presso la ditta Geloso.

Nel n. 11/12, del 1962 che provvediamo ad inviarle a parte, sono descritti tre interessanti convertitori a transistori, due dei quali alimentabili a 12 V che certamente possono soddisfare le sue esigenze.

Tenga pure presente che la ditta G.B.C. può fornire dei survoltori a transistori alimentati a 12 V, per potenze comprese, a seconda del tipo scelto, fra i 100 ed i 400 VA, e con tensioni di uscita di 220 V 50 Hz. Detti survoltori hanno il vantaggio di poter essere usati, previo raddrizzamento della tensione alternata, per l'alimentazione di apparecchi in corrente continua, e per alimentare direttamente, su mezzi mobili, apparecchi il cui uso è previsto per la sola corrente alternata.

Sig. ALBANESE G. Cerignola

Taratura RF e MF dei ricevitori

Evidentemente non ci è possibile trattare estesamente l'argomento relativo alla taratura dei circuiti a radio e media frequenza di un ricevitore AM-FM, mediante il generatore dei segnali e l'oscilloscopio, nei limiti di spazio che ci sono consentiti nella rubrica «I lettori ci scrivono» dove dobbiamo fare del nostro meglio per accontentare il maggior numero possibile di lettori. Comunque, tenendo conto dei suoi desideri vedremo di trattare questo argomento nella rubrica « Servizio radio-TV ».

Per quanto concerne i grafici e le istruzioni per l'uso del generatore UNA modello EP 110, del generatore EP 652A e dell'oscilloscopio UNA G 55A può rivolgersi alla suddetta casa costruttrice (Via Cola di Rienzo 53/A - Milano) la quale provvederà senz'altro ad inviarglieli.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 6 Giugno 1968
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 500,
numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000,
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

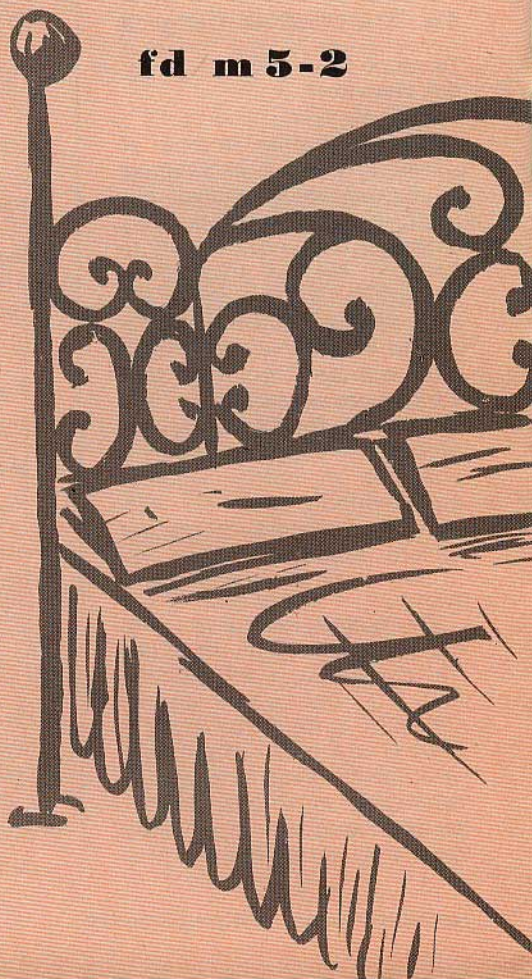
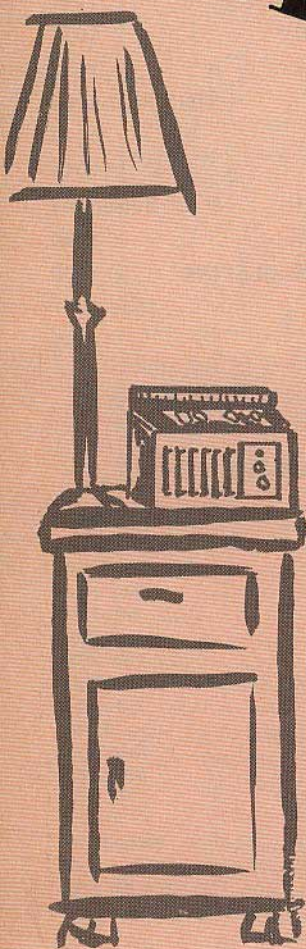
Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

G.B.C electronics
micro filo diffusore
1 2 3 4 5
INT
VOLUME
G.B.C
fd m 5-2
Questo filodiffusore G.B.C. con amplificatore incorporato si fa particolarmente apprezzare per qualità tecniche, estetica e praticità di funzionamento.
L'impiego di circuiti interamente transistorizzati, oltre a contenere le dimensioni dell'intero apparecchio entro limiti veramente ridotti ,ha permesso di raggiungere risultati tecnici di rilievo.
DATI TECNICI:
Risposta di frequenza: 150 ÷ 10000 Hz ± 2 dB. Potenza: 30 mW. Diafonia: ≥ 50 dB. Distorsione: < 1%. Rapporto segnale/disturbo: ≥ 50 dB. Differenza tra canali: < 3 dB. Imped. d'ingresso: 150 Ω bilanciati. Controllo volume. Altoparlante incorporato. Alimentaz.: 220 V. Mobile in legno pregiato. Dimensioni: 195x130x85.
Prezzo di listino L. 28.500.

AMPLIFICATORE DA 4 W/18 V CON CIRCUITO INTEGRATO TAA 320

BASSA FREQUENZA

Viene descritto un amplificatore per B.F. da 4 W/18 V caratterizzato dal fatto che come parziale stadio preamplificatore impiega un circuito integrato a M.O.S.T. TAA 320.
La potenza d'uscita di 4 W (d = 10%) è ottenuta su un carico di 8 Ω con l'impiego dei transistor complementari AC187/188 K.
Il circuito di entrata dell'amplificatore ad elevata impedenza (2 MΩ, non considerando il potenziometro di volume) è adatto per essere pilotato con un fonorivelatore a cristallo.

Il circuito integrato TAA 320 è costituito da un transistor MOST accoppiato direttamente ad un transistor connesso ad emitter follower (fig. 1). La tensione di uscita è quindi la tensione di emitter del transistor, cioè la tensione di drain del MOST, mentre la corrente di drain viene amplificata β volte.

Supponendo valida la relazione.

$$I_D = g_m V_{GS}$$

a parità di V_{GS} si ottiene una I_D β volte maggiore. Questo equivale a considerare un $g'_m = \beta g_m$.

Alla luce di quanto detto il circuito integrato TAA 320 si può quindi considerare come un transistor MOST con elevata transconduttanza.

Caratteristiche dell'amplificatore

L'amplificazione di tensione viene effettuata dal circuito integrato TAA 320 e dal transistor BC 108 accoppiati in alternata. L'amplificazione di corrente è affidata alla coppia di transistor complementari AC 187/188 K. La parte di circuito comprendente il transistor BC 108 e i due transistor complementari AC 187/188 K è in tutto convenzionale.

C'è da dire soltanto che in questo caso è stata tolta la regolazione potenziometrica per la determinazione dell'esatto punto di lavoro dei transistor finali. Questo è stato possibile perché come vedremo, la retroazione è sufficientemente elevata per assicurare la stabilità in c.c. dell'amplificatore al variare dei parametri dei transistor.

In questo modo si è pure ottenuta la coincidenza tra retroazione in continua e retroazione in alternata; un solo condensatore di bypass (C = 1200 pF) è stato necessario per limitare superiormente la banda (f_2 = 18.000 Hz).

La frequenza di taglio inferiore è invece limitata solamente dal valore del con-

densatore elettrolitico che collega A (v. fig. 1) al carico ($f_1 = 50$ Hz).

Il TAA 320 è stato autopolarizzato mediante una resistenza $R_p = 10\ M\Omega$ tra drain e gate.

A causa dell'altissima impedenza d'ingresso propria del MOST ($10^{10}\ \Omega$) in questa resistenza non circola corrente e quindi si ottiene la condizione di funzionamento $V_{GS} = V_{DS}$ al limite tra la zona lineare e la zona saturata.

Avendo un alto guadagno di tensione, la resistenza d'ingresso risulta pertanto relativamente bassa ($\sim 500\ k\Omega$). Per aumentare la resistenza d'ingresso si è posta una resistenza $R_s = 220\ \Omega$ tra source e massa del TAA 320. In questo modo si è ottenuto il duplice scopo di aumentare la impedenza d'ingresso (che risulta di circa 2 MΩ) e di esercitare un notevole feedback sullo stadio d'ingresso. Il guadagno di tensione del TAA 320 risulta però in questo modo notevolmente diminuito.

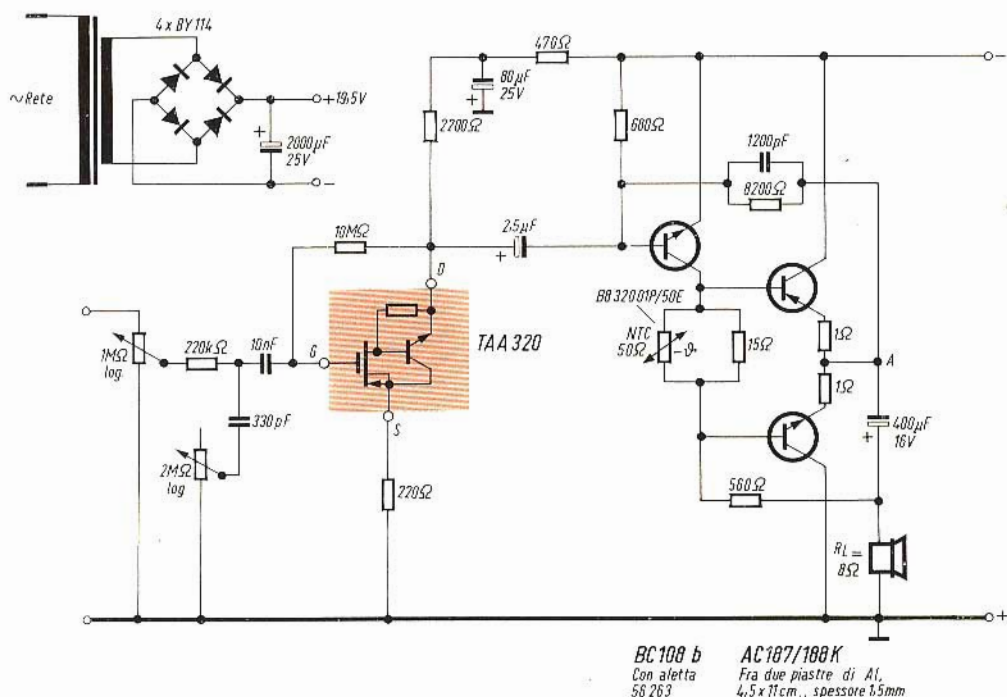



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore da 4 W/18 V con circuito Integrato TAA 320.

Con questa polarizzazione l'impedenza d'ingresso risultante è però relativamente bassa.

Essa infatti si può esprimere in forma approssimata come:

$$R_i = \frac{R_p}{A_v}$$

$A_v =$ guadagno di tensione ($A_v \gg 1$).

Dati caratteristici dell'amplificatore

Tensione di alimentazione:	**18 V**
Impedenza dell'altoparlante:	**8 Ω**
Impedenza d'ingresso (misurata a 1.000 Hz - senza potenziometro di volume e regolazione dei toni)	**2 MΩ**
Potenza d'uscita (d = 10%):	**4 W**
Tensione d'ingresso per 4 W:	**240 mV**
Tensione di rumore rispetto 4 W:	**— 65 dB**
Assorbimento a 4 W:	**310 mA**
Assorbimento a $P_{RL} = 0$:	**20 mA**

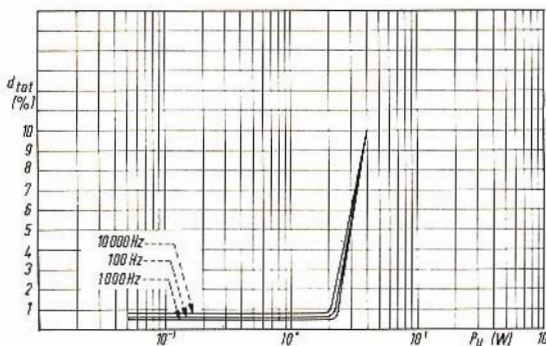



Fig. 2 - Curve di distorsione totale.

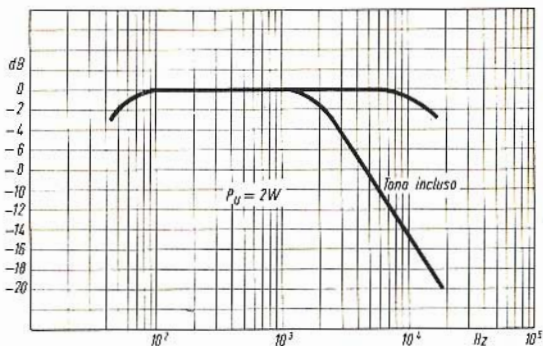
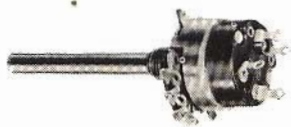



Fig. 3 - Curve di banda passante.

Il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ha precisato, in una recente nota, le norme per l'utilizzazione degli apparecchi interfonici ad onde convogliate utilizzanti come portante la rete elettrica.
Viene stabilito che l'uso di tali apparecchi è liberamente consentito solo nell'ambito di una medesima proprietà (appartamento, ufficio, ecc...).
Nel caso invece che si desiderino usare tali apparecchi per comunicazioni al di fuori di una unica proprietà, è necessario richiedere l'autorizzazione al Ministero e pagare il canone relativo. La concessione è subordinata all'omologazione degli apparecchi da parte dell'Istituto Superiore delle Telecomunicazioni di Roma.
I trasgressori a queste norme incorrono nelle sanzioni previste dalle vigenti leggi.

BASSA FREQUENZA

AMPLIFICATORE SINGLE-ENDED

Lo schema è riportato in fig. 1. Il circuito comprende essenzialmente due BFY 51 (TR₄ e TR₅) pilotati da un BFY 51 (TR₂) e da un BCY 32. (TR₃). L'impiego di transistori dissimilari nella coppia di pilotaggio (il BCY 32 - TR₃ - è un p-n-p) è dovuto al compito che questi due transistori debbono svolgere: applicare ai transistori finali due tensioni in opposizione di fase. Il segnale d'ingresso per questa coppia sfasatrice è fornito da un BCY 51 (TR₁).

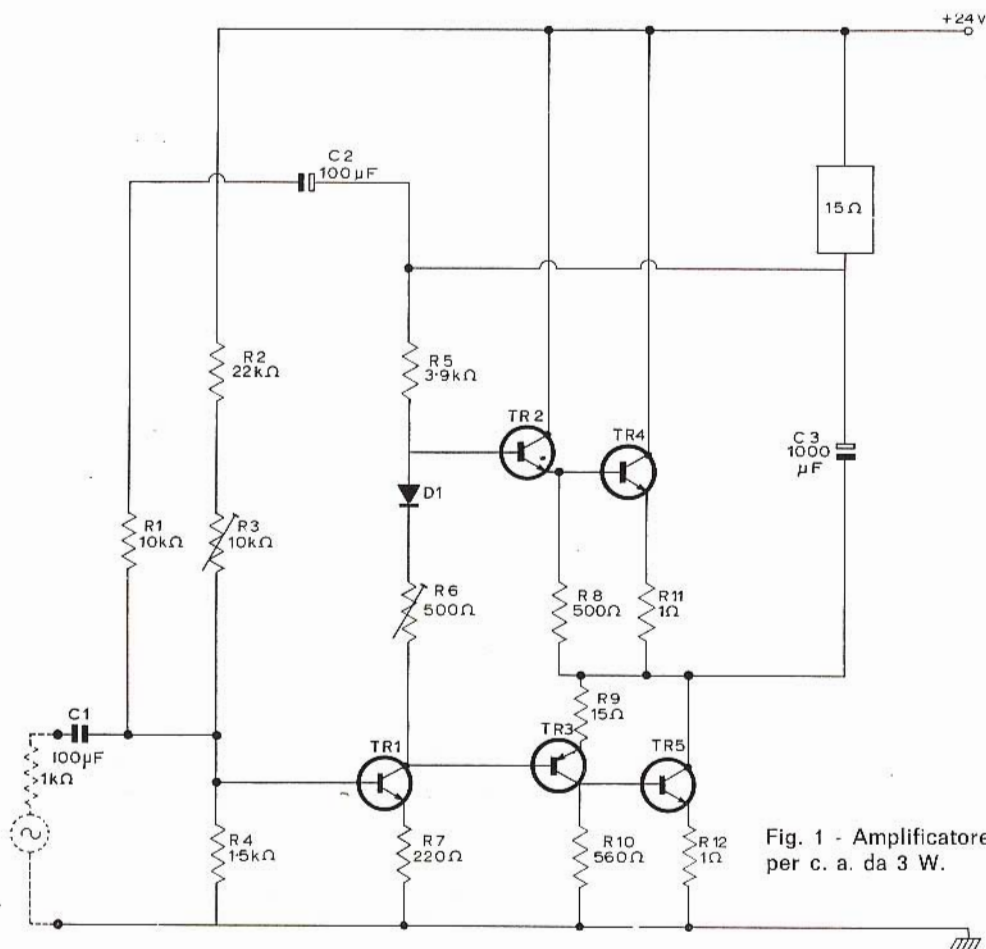



Fig. 1 - Amplificatore per c. a. da 3 W.

In questo circuito sono stati impiegati transistori BFY 51 in quanto questo transistore ha una V_{CE} che si adatta alla tensione di alimentazione di 24 V. Una tensione d'ingresso di circa 700 mV (per una uscita di circa 3 W) viene applicata a TR_1 funzionante con emettitore comune. Il circuito di base di TR_1 comprende un resistore variabile R_3 mediante il quale viene fissata la tensione (di riposo) del punto di lavoro del circuito di uscita, più precisamente la tensione **sul collettore di TR_5.** Questa tensione viene regolata a + 12 V in modo da avere un'escursione picco-picco di circa 24 V della tensione di uscita. Il circuito di collettore di TR_1 viene alimentato dal carico di uscita dell'amplificatore col sistema « Bootstrap ». In questa maniera il segnale applicato alla base di TR_2 risulterà in fase con il segnale applicato alla base di TR_3. Il diodo D_1 e il resistore variabile R_6 consentono di poter regolare i livelli delle tensioni di base di TR_2 e TR_3 in modo da far lavorare i transistori finali TR_4 e TR_5 in classe A B con una corrente di riposo di 120 mA. Se R_6 è ben regolato la distorsione di « crossover » è ridotta al minimo.

I segnali applicati a TR_2 e TR_3 sono in fase; nonostante ciò i segnali di pilotaggio di TR_4 e TR_5 sono in opposizione di fase per il fatto che TR_2 lavora come « emitter-follower » ed il transistor TR_3 è del tipo p-n-p e lavora con emettitore in comune. Da TR_4 e TR_5 si otterrà pertanto un'uscita push-pull. Sia TR_4 che TR_5 lavorano con resistori di emettitore bassi per il fatto che questi si trovano in serie al carico. Se questo amplificatore viene usato per alimentare un altoparlante è ovvio che non sarà richiesto un trasformatore d'uscita.

Mediante R_1 ed una resistenza della sorgente di 1 kΩ si ottiene una controreazione di 9 dB. Se viene applicato un segnale d'ingresso proveniente da una sorgente con resistenza interna più elevata, la controreazione aumenterà e di conseguenza il guadagno diminuirà.

Le migliori prestazioni si otterranno quando TR_2 e TR_3 sono **adattati** (selezionati), così dicasi della coppia finale TR_4 e TR_5. L'adattamento per la coppia pilota e finale si ha quando h_{fe} (o h_{FE}) sta, alla corrente di picco, entro il 20% del valore nominale.

TR_4 e TR_5 richiedono dissipatori di calore. Supponendo una temperatura ambiente di 50 °C, il dissipatore dovrà avere una resistenza termica di 40°/W.

PRESTAZIONI

Potenza d'uscita	3 W
Guadagno di potenza	38 dB
Controreazione	9 dB
Risposta in frequenza (a — 3 dB)	da 15 Hz a 50 kHz
Temperatura di funzionamento	50 °C
Impedenza d'ingresso	1 kΩ
TR_1, TR_2, TR_4, TR_5	BFY 51
TR_3	BCY 32
D_1	OA 200

Negli ultimi mesi molti costruttori di semiconduttori hanno presentato nuovi diodi varicap che hanno un campo di possibilità abbastanza ampio per sintonizzare l'intera banda televisiva.
La I.T.T. Semiconduttori per esempio ha suscitato molto interesse lanciando sul mercato un gruppo di semiconduttori adatti a realizzare sintonizzatori TV privi di qualsiasi parte meccanica. Inoltre suggerisce un nuovo sistema che renderà il controllo molto più semplice: un diodo con resistenza diretta molto bassa viene usato per la commutazione di banda, mentre altri due diodi comandati da un potenziometro consentono la ricerca della sintonia. L'apparato include anche un diodo zener stabilizzato in temperatura per il controllo della tensione di alimentazione.
Anche la Telefunken ha presentato lo scorso anno un prototipo nel quale le intere bande televisive VHF e UHF vengono sintonizzate mediante alcuni pulsanti e un solo potenziometro.

PREAMPLIFICATORE A BASSO RUMORE

BASSA FREQUENZA

DA « APPLICATION REPORT » - G. M. RIVA

Viene presentato il circuito di un preamplificatore che può essere impiegato vantaggiosamente per amplificare piccoli segnali provenienti da sorgenti ad alta impedenza.
I transistor SGS-Fairchild a basso rumore e alto guadagno semplificano la progettazione, permettendo di realizzare un circuito che dà eccellenti prestazioni per ciò che riguarda il rumore, e ha inoltre alta impedenza d'entrata e bassa impedenza d'uscita, ampia variazione della tensione d'uscita, e buona stabilità di guadagno.

INTRODUZIONE

La progettazione degli amplificatori a basso rumore è relativamente facile se la resistenza della sorgente è bassa, altrimenti si presentano difficoltà maggiori.

In molte applicazioni queste difficoltà vengono parzialmente superate mediante l'uso di transistor a effetto di campo (Field Effect Transistor = F.E.T.).

Recentemente, però, la SGS-Fairchild ha introdotto sul mercato alcuni transistor planari PNP, che hanno caratteristiche superiori a quelle dei F.E.T., in certe condizioni.

Per esempio, il transistor PNP BFX37 ha alto guadagno in corrente (h_{FE} = 120 con I_C = 1 μA, e V_{CE} = — 5 V), ed eccellenti caratteristiche per quel che riguarda il rumore alle basse frequenze (cifra di rumore massima = 3 dB, con I_C = 20 μA, R_S = 10 kΩ, f = 1 kHz).

Con tali transistor è possibile realizzare amplificatori con prestazioni, riguardo al rumore a frequenze audio e sub-audio, superiori a quelle che si ottengono da amplificatori dove si fa uso di transistor a effetto di campo, quando si debba operare con resistenze della sorgente superiori a molte centinaia di kΩ.

Considerazioni di calcolo per un amplificatore a transistor a basso rumore

La cifra di rumore di un amplificatore a transistor è, con molta approssimazione, uguale a quella del primo stadio, a condizione che il contributo di rumore degli stadi seguenti non sia apprezzabile.

Tuttavia, le prestazioni di un amplificatore per ciò che riguarda il rumore, dipendono anche dalla resistenza della sorgente, dalla larghezza di banda e dai componenti del circuito associato, come pure dai parametri del transistor d'entrata.

Il rumore prodotto dal transistor aumenta sia alle basse frequenze (rumore « flicker »), che a quelle alte (riduzione del guadagno in potenza).

Dato un certo valore della resistenza della sorgente, è necessario scegliere un transistor che abbia il minimo rumore con quella resistenza e con la larghezza di banda richiesta.

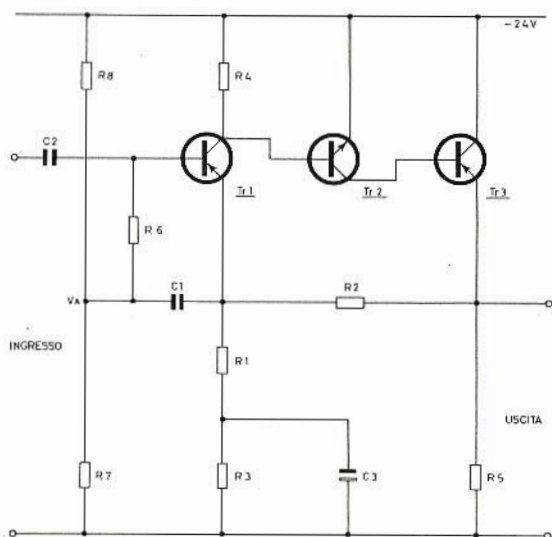



Fig. 1 - Circuito del preamplificatore a basso rumore e alta impedenza d'ingresso.

La corrente di collettore viene scelta in considerazione delle caratteristiche del transistor per ciò che riguarda il rumore.

Sigla	Descrizione
Transistor	
Tr1 - Tr3	BFX37
Tr2	BFY77
Resistenze	
R1	200 Ω 1%
R2	20 kΩ 1%
R3	33 kΩ
R4	30 kΩ
R5	2 kΩ
R6	2 MΩ
R7	750 kΩ
R8	1,5 MΩ
Condensatori	
C1-C2	0,1 µF
C3	100 µF 15 VL

Per ogni valore della resistenza della sorgente, si ottiene infatti una cifra di rumore minima con un valore particolare della corrente di collettore.

I componenti del circuito associati con lo stadio d'ingresso (resistenza equivalente di polarizzazione R_p e resistenza di controreazione di emettitore R_E) devono essere calcolati in modo tale da non aumentare la cifra di rumore intrinseca del transistor, ovvero devono soddisfare la condizione:

$$R_p \gg R_s \quad e \quad R_E \ll R_s \quad \text{(fig. 4)}.$$

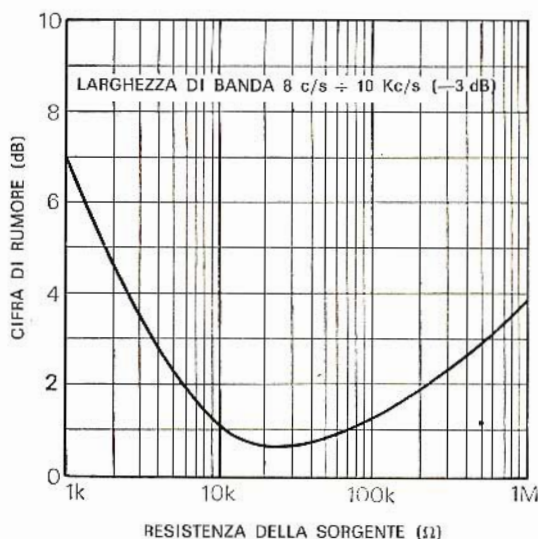



Fig. 2 - Cifra di rumore in rapporto alla resistenza della sorgente.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO E PRESTAZIONI

In fig. 1 è mostrato il circuito elettrico dell'amplificatore a basso rumore.

Esso comprende tre stadi accoppiati in continua, di cui due a emettitore comune e uno a collettore comune.

La controreazione negativa totale è applicata all'emettitore del transistor d'ingresso dall'uscita tramite la rete composta da R1, R2, R3 e C3, calcolata in modo da permettere un guadagno in CC di 1,6 e un guadagno di 100 in CA.

La frequenza di taglio inferiore f_1 è determinata da R1 e C3.

Gli elementi della controreazione possono essere calcolati in modo da consentire l'equalizzazione RIAA o altre speciali caratteristiche.

stenza d'emettitore R1 (200 Ω) non aumentano in maniera apprezzabile la cifra di rumore.

Lo stadio d'uscita fa uso, con vantaggio, del transistor PNP BFX37. Quest'ultimo ha bassa tensione di saturazione (V_{CESAT} = = 0,2 V con I_c = 50 mA e I_b = 5 mA), e alto guadagno in corrente fino a I_c = 50 mA.

Fig. 3 - Guadagno a spira aperta e chiusa in rapporto alla frequenza.

Scegliendo opportunamente il valore della resistenza di collettore R4, si fissa la corrente di collettore del transistor d'entrata al valore di 20 μA, valore ottimo per un rumore minimo con resistenze della sorgente che vanno da 20 a 30 kΩ.

Fig. 4 - Impedenza d'ingresso in funzione della frequenza.

La resistenza equivalente del partitore di polarizzazione R_p (2,5 MΩ), e la resi-

Il transistor BFY77 (NPN) del secondo stadio ha alto guadagno in corrente e basso rumore e ha una corrente di emettitore uguale a quella di base del transistor finale.

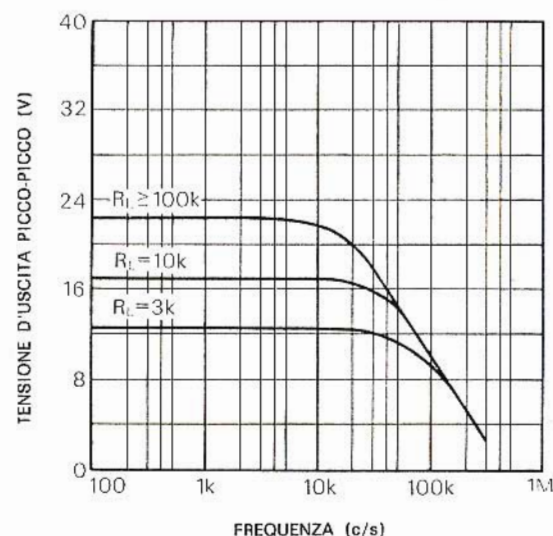



Fig. 5 - Tensione d'uscita picco picco in funzione della frequenza.

In questo modo si è ottenuto un alto guadagno in tensione a spira aperta con il

minimo numero di componenti, e una cifra di rumore bassa.

La corrente di collettore di TR2 è approssimativamente la corrente ottima per avere un rumore basso con una resistenza della sorgente di 30 kΩ.

L'effetto di shunt del divisore di tensione sull'impedenza d'ingresso è cancellato dalla configurazione « bootstrap » del condensatore C1.

La fig. 2 mostra la cifra di rumore del preamplificatore in funzione della resistenza della sorgente.

La cifra di rumore è migliore di 1 dB con la resistenza d'ingresso ottima, e inferiore a 2 dB con resistenze di sorgente varianti tra 6 e 200 kΩ.

In fig. 3 sono mostrati i grafici del guadagno a spira aperta e chiusa in funzione della frequenza.

L'impedenza d'ingresso in funzione della frequenza è mostrata invece in fig. 4, e in fig. 5 vediamo infine la fluttuazione da picco a picco della tensione d'uscita in rapporto alla frequenza per differenti valori della resistenza di carico.

Nella tavola 1 è il sommario delle caratteristiche dell'amplificatore.

Tavola 1
PRESTAZIONI DELL'AMPLIFICATORE

Tensione d'alimentazione:	**24 V**
Corrente d'alimentazione:	**6 mA**
Fluttuazione del segnale d'uscita ($f = 1$ kHz, $R_L = 100$ kΩ):	**16 Vpp**
Risposta a piena potenza:	**> 30 kHz**
Rapporto di rotazione (Slewing rate) ($R_L = 10$ kΩ):	**3 V/μs**
Guadagno a spira chiusa:	**40 dB**
Larghezza di banda (— 3 dB):	**8 Hz ÷ 450 kHz**
Impedenza d'ingresso ($f = 1$ kHz):	**7 MΩ**
Impedenza d'uscita ($f = 1$ kHz):	**50 Ω**
Cifra di rumore ($R_s = 30$ kΩ, Larghezza di banda = = 8 Hz ÷ 10 kHz):	**1 dB**

Negli stabilimenti di St. Helens della Fibreglass, è stato realizzato un originale impianto, che dimostra come un sistema televisivo all'infrarosso sia in grado di dare dati precisi sulla distribuzione della temperatura sulla parete esterna di una fornace. Da questi dati si possono ricavare interessanti deduzioni sulle condizioni delle pareti interne, cosa che potrebbe portare a rivelare sin dall'inizio un eventuale cedimento della struttura in maniera più valida di quanto attualmente facciano i metodi convenzionali basati su pirometri e termometri a contatto.

Il sistema televisivo all'infrarosso comprende una telecamera capace di dare un'immagine « termica » ed un oscilloscopio. Nella telecamera la radiazione proveniente dalla parete della fornace è messa a fuoco sulla superficie di un disco Nipkow che ruotando, effettua la scansione del campo visivo. La radiazione viene successivamente messa a fuoco su un rivelatore di infrarosso al solfuro di piombo. La telecamera può essere usata con sorgenti di calore che vanno da 130 °C a parecchie migliaia di gradi; con una sorgente di calore di 200 °C dà una risposta di 5 °C.

Un « raster », generato elettronicamente e sincronizzato con il disco, è applicato agli amplificatori X e Y dell'oscilloscopio. L'uscita del rivelatore di infrarosso viene amplificata e impiegata per modulare d'intensità il raggio elettronico dell'oscilloscopio. Di conseguenza l'oscilloscopio fornirà un'immagine corrispondente alla radiazione infrarossa ricevuta per mezzo della telecamera dove le zone calde appariranno più luminose delle zone fredde.

In questo articolo vengono presentati i principi sui quali si basa la registrazione a nastro. L'autore inizia con alcuni cenni sui campi magnetici provocati dalle testine di registrazione; esamina poi la dipendenza diretta dei campi magnetici stessi dalla frequenza e quindi la necessità della equalizzazione della risposta in riproduzione.

REGISTRAZIONE

I SEGRETI DEL REGISTRATORE A NASTRO

In teoria un registratore a nastro è una macchina estremamente semplice. La testina di registrazione che fissa il segnale sul nastro si può considerare come un magnete circolare con un piccolissimo traferro tra i poli. Questo elettromagnete è costituito da un avvolgimento e un nucleo laminato; la corrente variabile, che costituisce il segnale audio, passando nel filo dell'avvolgimento provoca un campo magnetico variabile tra i poli, e quindi nel traferro.

Il nastro magnetico che scorre sotto la testina consiste in un supporto in plastica sul quale è stato depositato uno strato uniforme di milioni di particelle di ossido di ferro.

Supponiamo di far scorrere il nastro sotto il traferro della testina alla velocità di 30 pollici al secondo e di alimentare l'avvolgimento con una corrente della frequenza di 60 Hz (cicli al secondo). Per ogni mezzo ciclo il segnale produce un campo magnetico (variabile con lo stesso « ritmo » della corrente) che magnetizza in maniera pure variabile le particelle di ossido di ferro.

Tenendo presente che il nastro su cui si trovano depositate queste particelle viene fatto scorrere, ne segue che su di esso si forma una serie di « barre magnetizzate ». È evidente che le particelle di ossido non vengono spostate, ma semplicemente magnetizzate con intensità variabile.

Durante i mezzi cicli negativi il segnale d'ingresso a 60 Hz produce magneti col polo nord da una parte, poniamo a destra, mentre nei mezzi cicli positivi i magneti avranno il polo nord dalla parte opposta, cioé a sinistra (vedi fig. 1).

Se ora facciamo un po' di conti, vediamo che sui 30 pollici di nastro che sono passati sotto la testina in un secondo ci debbono essere 120 aree di « concentrazione magnetica », cioé sessanta aree che raffigurano i mezzi cicli positivi e sessanta che raffigurano i mezzi cicli negativi del segnale.

Supponiamo ora di far scorrere nuovamente il nastro nel registratore, dopo averlo riavvolto, ma senza inviare nella testina alcun segnale. Le aree magnetizzate del nastro passando sotto il traferro provocano in esso un campo magnetico variabile che, a sua volta, induce una piccola corrente variabile nell'avvolgimento della testina. Da qui si vede che è perfettamente possibile usare la stessa testina sia per registrare che per riprodurre e in-

fatti molti registratori, soprattutto tra quelli più economici, sono fatti con questo principio.

Tuttavia gli apparecchi più costosi generalmente usano testine separate per la registrazione e per la riproduzione .

Ripensando a quanto detto sopra appare chiaro che più bassa è la frequenza del segnale d'ingresso, più ampie sono le aree magnetizzate (o barre) sul nastro, e viceversa, più alta è la frequenza, più strette sono le barre. Per esempio: con un segnale a 60 Hz, ciascun mezzo ciclo della

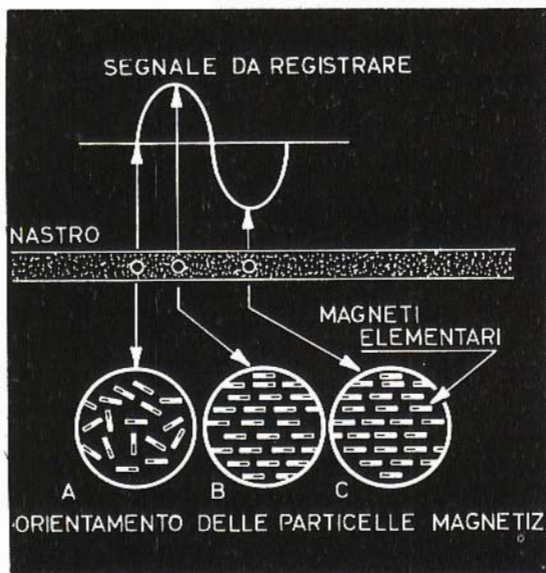



Fig. 1 - (A) Lo strato di ossido sul nastro consiste in minutissime particelle orientate in maniera del tutto casuale prima di passare sotto il traferro della testina di registrazione. (B) La parte positiva del segnale audio polarizza i magneti in una direzione, la parte negativa li polarizza nella direzione opposta (C).

corrente alternata magnetizza il nastro per 1/120 di secondo. Se il nastro scorre a 30 pollici al secondo, la lunghezza del tratto di nastro che passa sotto il traferro in 1/120 di secondo e 1/4 di pollice (pari a 30/120) e quindi ogni barra magnetica avrà una larghezza di 1/4 di pollice. A 600 Hz il campo magnetico ha una durata in ciascun senso di 1/1200 di secondo e solo 1/40 di pollice di nastro passa in questo tempo sotto la testina, per cui le barre magnetiche hanno una larghezza dieci volte inferiore alla precedente, cioé 0,025 pollici, pari a circa 6/10 di mm.

A 6000 Hz il campo magnetico si alterna ogni 1/12.000 di secondo e la barra magnetica è larga 0,0025 pollici (0,06 mm). Dalle considerazioni fatte risulta anche che quanto più bassa è la velocità di scorrimento del nastro, tanto più strette sono le barre di concentrazione magnetica. Per esempio, a 15 pollici al secondo una barra di 60 Hz è larga 1/8 di pollice, mentre alla velocità di 7 pollici e mezzo al secondo la stessa barra è larga solo 1/16 di pollice.

Il concetto base che segue da tutti questi ragionamenti è che alle alte frequenze ed alle basse velocità del nastro le barre sono estremamente ravvicinate cosicché i campi magnetici associati a ciascuna di esse tendono a cancellarsi a vicenda. Ciò significa che, a parità delle altre condizioni, una riduzione della velocità inevitabilmente provoca un peggioramento della risposta alle alte frequenze del registratore.

Da qui discende immediatamente il problema della equalizzazione della risposta di frequenza. Infatti se noi inviamo nel registratore dei segnali a 60 a 600 e a 6000 Hz della stessa intensità, il segnale registrato sarà di un certo valore per i 6000 Hz, sarà inferiore per i 600 Hz e sarà ancora più piccolo per i 60 Hz. Tutto questo si giustifica con la legge dell'induzione elettromagnetica, per cui la tensione che nasce in un generatore elettrico (e la testina in fase di riproduzione è appunto un generatore) è determinata dal numero totale di linee di forza magnetiche che passano attraverso l'avvolgimento. (Vedi figura 2).

Poiché il campo magnetico delle frequenze più alte attraversa il traferro della testina (e quindi viene fatto passare entro l'avvolgimento) molto più rapidamente che non quello delle frequenze inferiori, ne segue che le barre magnetiche sul nastro della frequenza di 6000 Hz generano un segnale in uscita più elevato del segnale generato dalle barre di 60 Hz.

L'aumento del segnale con la frequenza è regolare e continuo fino a 2500 Hz, alla velocità di 7 pollici e mezzo al secondo, e fino a circa 7000 Hz a 15 pollici al secondo: al di sopra di queste frequenze la curva di risposta incomincia a scendere a causa delle inevitabili perdite interne della testina.

La fig. 3 mostra la risposta di una testina alle due velocità operative del nastro. Risulta evidente dalle curve che per avere una risposta soddisfacente è necessario rinforzare i bassi al di sotto dei 1000 Hz e gli alti al di sopra dei 7000 Hz (questi per la sola velocità di $7^1/_2$ poll./s).

un rumore di fondo eccessivo è necessario operare la compensazione delle basse frequenze anche durante la registrazione, così da ridurre l'equalizzazione necessaria poi in riproduzione. Analogo accorgimento si applica alle alte frequenze, per prevenire le perdite della testina. Per ottenere i migliori risultati durante la registrazione si usa quindi una curva equalizzata come quella rappresentata in Fig. 4.

La correzione finale della curva di risposta in riproduzione di un registratore viene effettuata in modo da rinforzare i bassi e attenuare gli alti, come in Fig. 5, così che dalla combinazione della curva

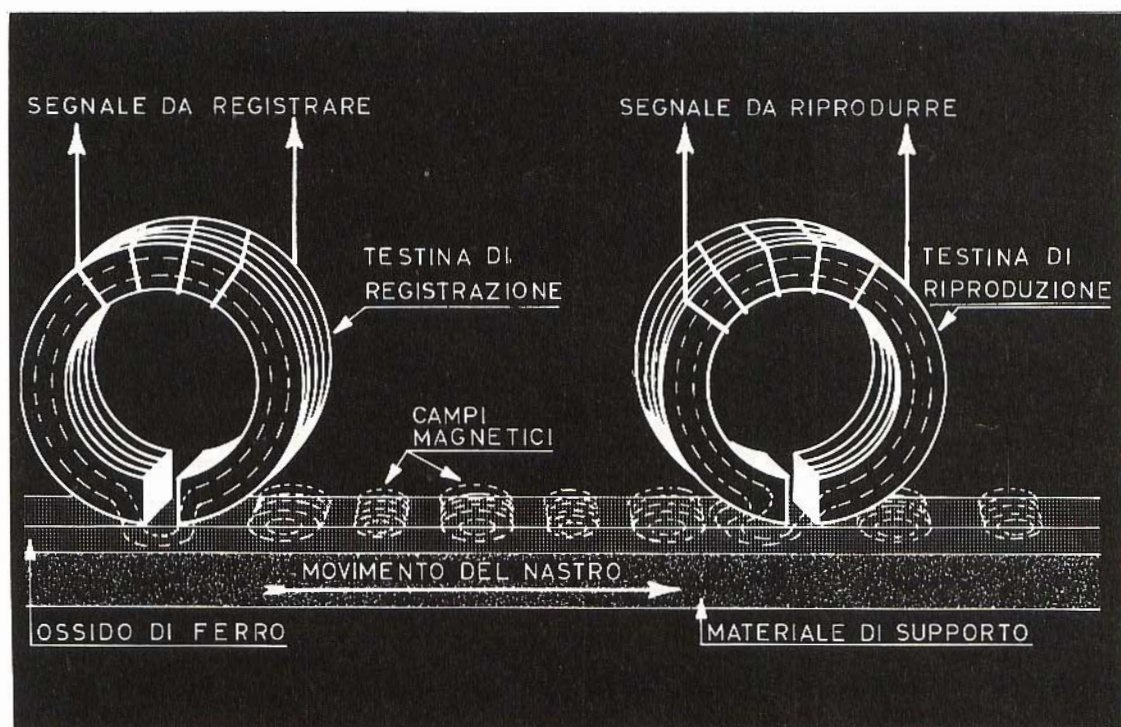



Fig. 2 - In questo schema semplificato la testina di registrazione lascia sul nastro delle tracce magnetiche (barre) che rappresentano il segnale audio che viene registrato. Quando uno dei campi magnetici elementari fissati sul nastro passa sotto la testina di riproduzione induce all'avvolgimento di questa una corrente che corrisponde al segnale audio originale.

Si noti inoltre che la risposta a 30 Hz è inferiore a quella a 1000 Hz di ben 30 dB. Dal momento che una compensazione di 30 dB alla frequenza di 30 Hz produrrebbe

di registrazione (Fig. 4) e di quella di riproduzione (Fig. 5) risulti una curva finale quasi perfettamente piatta, secondo i dettami dell'Alta Fedeltà.

In ogni caso la curva di Fig. 5 viene seguita in tutti i registratori Hi-Fi per offrire la corretta riproduzione dei nastri preregistrati. Invece la curva di Fig. 4, relativa alla fase di registrazione, può essere diversa da una testina all'altra, per ottenere caso per caso l'equalizzazione più adatta.

Resta da considerare un'ultima funzione elettronica relativa unicamente alla registrazione su nastro.

Si tratta dell'uso della corrente di polarizzazione.

Questa corrente di altissima frequenza (normalmente intorno ai 100.000 Hz) viene inviata nella testina di registrazione insieme col segnale da registrare. In certi casi c'è addirittura una testina separata che riceve la corrente di polarizzazione, si hanno allora i registratori a « campo incrociato ».

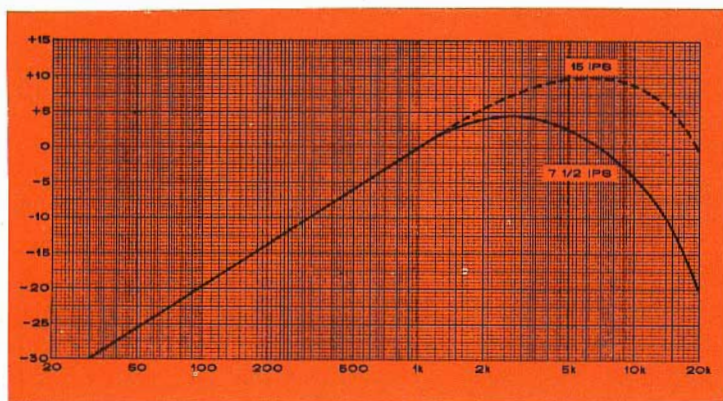



Fig. 3 - Risposta « naturale » di una testina di registrazione a due diverse velocità prima dell'equalizzazione.

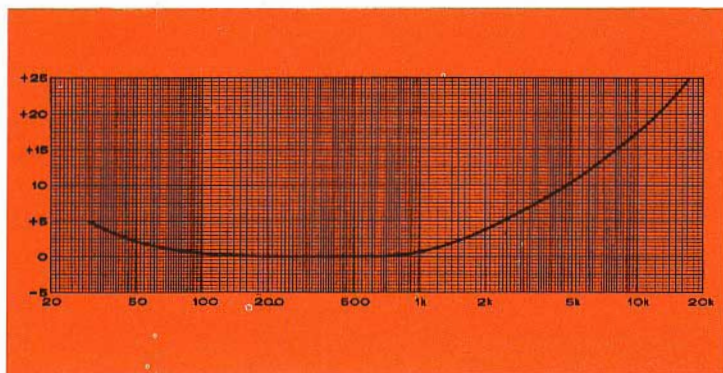



Fig. 4 - In funzione delle caratteristiche di ciascun apparecchio, la correzione della frequenza effettuata sul segnale durante la registrazione si presenta così.

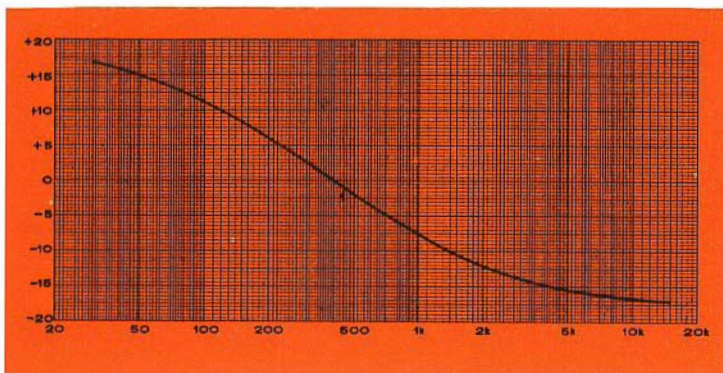



Fig. 5 - Questa è la curva di riproduzione standard (NAB) adottata in quasi tutti i registratori. E' anche la curva richiesta per una corretta audizione dei nastri preregistrati.

Versatilità, sicurezza e precisione

...con l'analizzatore universale Philips PM 2411

Versatilità: L'esatto valore in ciascuno dei 38 campi di misura si ottiene indipendentemente dal valore da misurare - tensione continua o alternata, corrente continua o alternata e resistenze.

Sicurezza: Ovunque lo utilizziate, in laboratorio o in viaggio presso il cliente, un relais protegge l'equipaggio mobile dai sovraccarichi salvaguardando anche la continuità alle Vostre misure.

Precisione: Una sola ampia scala lineare, una deviazione totale con 25 µA, insieme alla sospensione dell'equipaggio mobile mediante banda di torsione, assicurano la precisione desiderata.

Tensione continua:	0 ... 60 mV - 0 ... 1200 V in 9 portate
Tensione alternata:	0 ... 1,2 V - 0 ... 1200 V in 7 portate
Corrente continua ed alternata:	0 ... 120 µA - 0 ... 3 A in 10 portate
Resistenza:	0 Ω ... 10 MΩ in 3 portate, valori centro scala 18 Ω, 1800 Ω, 180 kΩ
Gamma di frequenze:	30 ... 10.000 Hz
Precisione:	1,5 % per tensione e corrente continua 2,5 % per tensione e corrente alternata e resistenza.

PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA
Piazza IV Novembre, 3
MILANO - Tel. 6994 (int. 243)

Chiedeteci il catalogo generale degli apparecchi elettronici di misura.

PHILIPS

VOLTMETRI

Lo scopo di questa corrente è di ridurre la distorsione e di aumentare l'intensità del segnale che viene registrato sul nastro. Ecco come funziona.

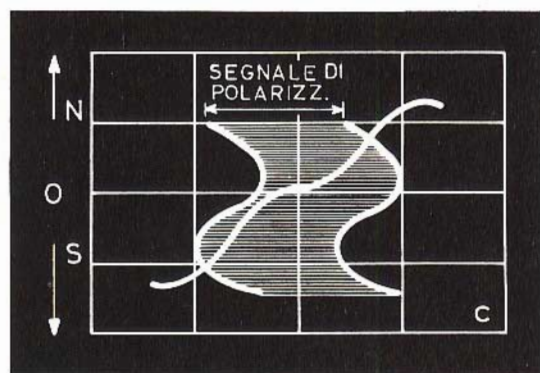
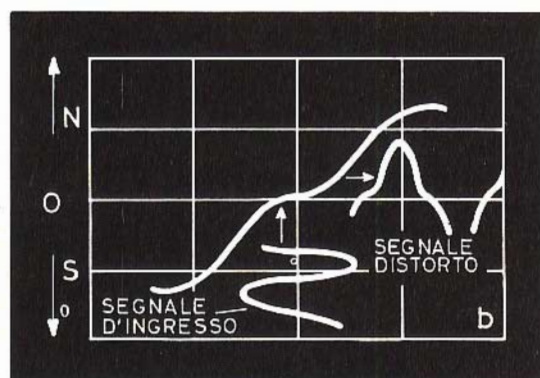



Fig. 6 - La curva di risposta magnetica di un nastro (a) non è lineare per i livelli più alti e più bassi del segnale. Se si applica un segnale d'ingresso (b), il segnale registrato viene distorto a causa della « riflessione » non uniforme del nastro ai diversi livelli. Facendo sovrapporre il segnale audio e il segnale di polarizzazione (c), il segnale risultante lavora sempre nel tratto lineare della curva di risposta magnetica.

La curva in Fig. 6a rappresenta la risposta del nastro magnetico. Come si vede, nella parte centrale la curva non è lineare, a causa dell'incapacità dell'ossido di ferro depositato sul nastro di rispondere uniformemente (linearmente) a segnali deboli e forti. Senza polarizzazione quindi un segnale in ingresso subirebbe una distorsione passando attraverso il tratto non lineare della curva, come si vede molto bene in Fig. 6b. In pratica avviene qualcosa di simile quando si guarda la propria immagine riflessa da uno specchio deformante, infatti l'immagine sonora rappresentata dal segnale registrato viene distorta perché viene « riflessa » da una curva non lineare.

Ma quando il segnale d'ingresso viene sovrapposto al segnale di polarizzazione, che naturalmente è d'intensità costante, ne risulta una modulazione che fa sì che venga evitato il tratto di curva non lineare e quindi viene eliminata ogni distorsione. Il valore della corrente di polarizzazione deve essere scelto in modo che la curva del segnale risultante non tagli mai la parte non lineare (Fig. 6c).

La corrente di polarizzazione, opportunamente aumentata, serve anche a cancellare dal nastro qualunque suono (sotto forma di barre magnetiche) vi sia registrato. Infatti il campo magnetico provocato da una corrente così elevata e di frequenza tanto alta ha l'effetto di un vero ciclone, annullando l'orientamento delle barre magnetiche preesistenti e lasciando le particelle magnetiche orientate in maniera assolutamente casuale, esattamente come in un nastro vergine. Nel registratore, prima della testina di registrazione, c'è sempre una testina di cancellazione, per « ripulire » il nastro da qualsiasi registrazione precedente. Durante la riproduzione invece la testina di cancellazione viene cortocircuitata.

Non si è parlato dei registratori stereo, ma dal punto di vista concettuale non c'è alcunché di nuovo; si ha solo l'accoppiamento di due circuiti uguali, uno per canale.

A. B.

COME RIPARARE UN RADIORICEVITORE A TRANSISTOR

A più riprese su questa rivista sono state pubblicate liste di equivalenze di semiconduttori abbastanza complete. Il tecnico riparatore può servirsene con tutta tranquillità. Ma cosa deve fare quando il transistor difettoso non figura tra quelli elencati? Cercheremo di spiegarlo in questo articolo indicando i valori « tipici » di corrente che debbono essere presenti nei circuiti principali.

Innanzitutto si tratta di localizzare esattamente il difetto. Qualunque siano i « sintomi », si accende il ricevitore e si misuri **subito** la tensione della batteria. La stessa tensione si misuri dopo qualche minuto. Se la tensione della batteria è andata quasi a zero, evidentemente il mancato funzionamento era dovuto alla batteria scarica. Sembra questa una procedura ovvia, ma molte volte la si dimentica. Inserire la nuova batteria con la polarità giusta e se sono richiesti più elementi in serie stare attenti al « gioco » dei più (+) e dei meno (—). Se la batteria fosse stata inserita con la polarità sbagliata, gli unici componenti danneggiati sarebbero i condensatori elettrolitici; ma in alcuni casi potrebbero rimanere danneggiati anche i transistori.

Quando il ricevitore viene portato in laboratorio in genere la tensione della batteria è sostituita con un'analoga tensione fornita da un alimentatore stabilizzato.

Se collegata tale tensione il ricevitore rimane ancora muto, si dovrà procedere ad un esame accurato e sistematico.

In genere, tutti i transistori, ad eccezione di quelli dello stadio finale, debbono avere il contenitore **freddo.** Se qualche transistore è caldo, occorrerà esaminare attentamente i componenti del circuito in cui esso è inserito. In generale, lo stadio finale è in controfase e i due transistori debbono avere entrambi la stessa temperatura. Anche i resistori molto caldi e i condensatori danneggiati, indicano che quel determinato circuito è quello difettoso. Alcuni sintomi possono essi stessi indicare il punto difettoso del ricevitore. Eccone alcuni.

Ricevitore muto

Nella gran maggioranza dei casi, il guasto si trova nella sezione della bassa frequenza. Se ruotando il potenziometro del volume il fruscio aumenta, molto probabilmente gli stadi di b.f. funzionano bene. Se questo fruscio non viene in alcun modo influenzato dal condensatore della sintonia, il difetto molto probabilmente si troverà nello stadio rivelatore, oppure in quelli dell'amplificatore della

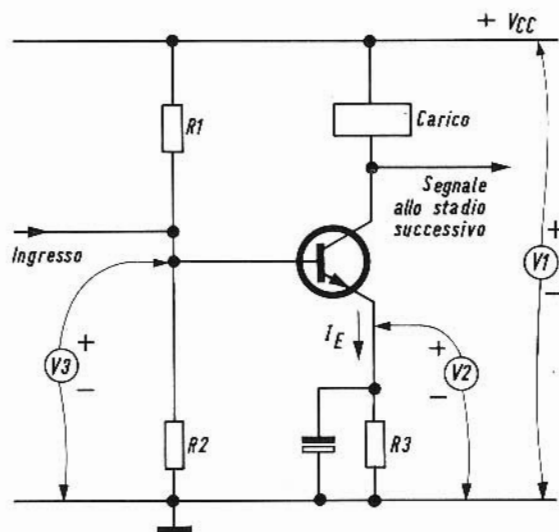



Fig. 1 - Classico stadio amplificatore in classe A con transistore p-n-p.

F.I. oppure nello stadio mescolatore-autooscillante, o nel solo oscillatore, se questo è separato dallo stadio mescolatore. Se il fruscio o rumore si evidenzia quando si ruota il condensatore della sintonia, in genere il difetto potrà trovarsi nel circuito d'accordo dell'aereo, nell'amplificatore R.F. (nel ricevitore AM/FM) o negli stadi mescolatore e oscillatore.

In tutti questi casi, **la misura della corrente di emettitore** come diremo più avanti, indicherà lo stadio difettoso. Se tutte **le correnti di riposo** degli stadi R.F. hanno il valore che loro compete, allora si dovranno controllare i componenti usati in tutto il **sistema di disaccoppiamento della tensione di alimentazione dei vari stadi.**

Bassa sensibilità

In generale è causata da qualche componente difettoso nei vari circuiti di polarizzazione dei transistori, oppure può essere causata da qualche transistore difettoso, il quale però non potrà mai essere uno di quelli dello stadio finale in quanto in questo caso si avrebbe anche la distorsione. Se la bassa sensibilità si ha solo ad una estremità della scala, allora converrà « guardare bene » negli stadi mescolatore o oscillatore. **Anche in questo caso, la misura della corrente di emettitore localizzerà lo stadio difettoso.**

Distorsione

La causa in genere si trova in qualche stadio della b.f. o nel circuito del C.A.V. Se il ricevitore è stato « surriscaldato », probabilmente avrà uno dei due transistori dello stadio finale difettoso.

Instabilità della b.f. (motorboating)

Un condensatore di disaccoppiamento difettoso nella tensione di alimentazione, degli stadi b.f. può produrre la suddetta instabilità.

Istabilità della F.I. (effetto eterodina)

Questi caratteristici fischi o sibili dell'effetto eterodina possono essere causati da qualche condensatore di disaccoppiamento difettoso, da qualche transistore difettoso, da qualche resistore o condensatore difettoso di qualche stadio della F.I., o anche da qualche componente difettoso del circuito di neutralizzazione o del circuito dell'oscillatore.

Il guasto è ancora nascosto

Se non si riesce ad individuare lo stadio dove si trova il guasto, si dovrà seguire la procedura che qui di seguito riportiamo, cominciando dallo stadio finale procedendo a ritroso fino al circuito d'antenna.

Nei ricevitori portatili i transistori finali non debbono essere controllati misurando la tensione ai capi del resistore dell'emettitore; ciò che deve essere misurata è la corrente di collettore di ciascun transistore, ciò potrà essere fatto inserendo un milliamperometro nel circuito di ciascun collettore.

Il controllo dello stadio singolo

La prima cosa da fare è quella di vedere se la tensione di alimentazione perviene allo stadio in esame e per far ciò è necessario collegare un voltmetro come indicato nelle figg. 1 e 2. Il voltmetro dovrà avere una resistenza interna di 20 Ω/V ed un fondo scala di 1 V, 10 V, 15 V. I transistori p-n-p sono quelli più impiegati (almeno nei vecchi ricevitori) per cui il terminale del collettore sarà negativo rispetto all'emettitore. La fig. 1 indica come vanno eseguite le misure in uno stadio con transistori p-n-p mentre in fig. 2 è indicata la stessa cosa ma per un transistore n-p-n. In questo caso il terminale del collettore è positivo rispetto all'emettitore.

Se V_1 è molto più bassa della tensione della batteria allora il difetto sarà dovuto:

1) a batteria scarica oppure

2) al circuito di disaccoppiamento di questo stadio oppure

3) allo stadio che si trova tra quello sotto controllo e la batteria.

Se V_1 ha il suo giusto valore, allora si dovrà controllare la corrente di emettitore collegando il voltmetro (indicato in V_2) ai capi del resistore di emettitore R_3. La legge di ohm ci darà la corrente di emettitore. Se infatti R_3 è 500 e V_2 misura 0,5 V, allora la corrente di emettitore sarà (0,5/5000) A e cioè 1 mA.

La corrente di emettitore dipende dal tipo e dalla funzione dello stadio. Nelle tabelle 1-2 e 3 è indicata la gamma dei valori entro cui può trovarsi ciascuna corrente di riposo per varie disposizioni circuitali.

Naturalmente se si ha lo schema del ricevitore con indicati i valori di tensione e di corrente, ci si dovrà regolare con quelli.

Se la corrente di emettitore è « fuori » dei valori ammessi per quello stadio, molto probabilmente sarà quello lo stadio difettoso.

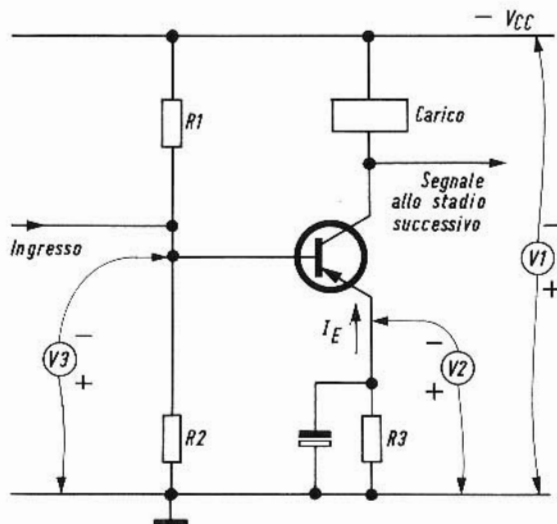



Fig. 2 - Classico stadio amplificatore in classe A con transistore n-p-n.

Un ulteriore sistema per localizzare il guasto è quello di misurare la tensione di base. Nei transistori al germanio la differenza tra V_2 e V_3 deve essere compresa tra 100 e 300 mV; nei transistori al silicio sarà compresa tra 600 e 700 mV.

Un ulteriore controllo di V_3 consiste nel calcolarne il corretto valore in base ai resistori di polarizzazione di base.

$$V_3 = \frac{R_2}{R_1 + R_3} V_1$$

Se R_1 è 30 kΩ e R_2 è 6 Ω e V_1 è 6 V avremo:

$$V_3 = \frac{6}{36} \times 6 = 1 \text{ V}.$$

TABELLA 1 - VALORI NORMALI DELLA CORRENTE DI RIPOSO NEGLI STADI DELLA SEZIONE b.f. DEI RICEVITORI PORTATILI

Tipo di circuito	Transistore finale (valore della corrente di collettore)	Transistore pilota (valore della corrente di emettitore)	Transistore preamplificatore (valore della tensione del collettore)
Sono presenti il trasformatore pilota e finale	da 1,5 a 10 mA	da 1 a 5 mA	circa 1/2 della tensione della batteria
C'è solo il trasformatore pilota	da 2 a 10 mA	da 0,5 a 2,5 mA	circa 1/2 della tensione della batteria
Assenza dei due trasformatori	Questo sistema non può essere usato (vedi testo)		

TABELLA 2 - CORRENTI DI RIPOSO NORMALI NELLA SEZIONE AUDIO DELLE AUTORADIO

Tipo di circuito	Transistore finale (valore della corrente di emettitore)	Transistore pilota (valore della corrente di emettitore)
Sono presenti il trasformatore pilota e finale	da 400 a 800 mA	da 2 a 5 mA
C'è il trasformatore finale ma manca il pilota	da 400 a 800 mA	vedi testo

TABELLA 3 - NORMALI CORRENTI DI RIPOSO DEGLI STADI R.F.

Tipo di circuito	Corrente di riposo di emettitore
Stadi F.I. con neutralizzazione (ricevitore con sole onde medie)	da 0,5 a 2 mA
Stadi F.I. senza neutralizzazione (ricevitore con onde medie, corte e medie)	da 1 a 4 mA
Stadi F.I. di ricevitori FM/AM	da 0,5 a 6 mA (1° stadio da 0,5 a 5 mA)
Stadio convertitore autooscillante (ricevitore con sole onde medie)	da 0,25 a 2 mA
Stadio convertitore autooscillante (ricevitore con onde medie e corte)	da 0,5 a 0,3 mA
Stadi convertitore e oscillatore separati (ricevitore con onde medie soltanto)	da 0,5 a 2,5 mA
Stadi convertitore e oscillatore separati (ricevitore AM/FM)	da 1 a 4 mA
Stadi amplificatori R.F. (ricevitori AM/FM)	da 0,5 a 3 mA

Se il valore misurato differisce da questo allora il difetto potrà essere in R_1 o R_2, nel circuito stampato oppure nel transistore.

Una analisi completa di tutte le possibili cause non è possibile darla in questo articolo. Ci limiteremo pertanto ad accennare la più comune.

Si deve innanzitutto esaminare il circuito stampato, per controllare che non vi siano corpi estranei, rotture o residui di ossidazioni. Se si sospetta di qualche componente (resistore o condensatore) si deve dissaldare il terminale distante dal transistore e sostituirvene uno nuovo. Condensatori con perdite vengono individuati nella misura della corrente di

Non si consiglia l'uso dell'ommetro per il controllo di un componente o di vari componenti per il semplice fatto che questa misura può danneggiare irrimediabilmente il transistore.

Gli stadi di b.f. dei ricevitori portatili

Sezioni b.f. con trasformatori pilota e finale oppure con il solo trasformatore pilota normalmente usano transistori p-n-p; se invece è presente un transistore n-p-n, anche gli altri saranno del tipo n-p-n. Uno stadio preamplificatore potrà essere controllato misurando la tensione presente tra il terminale del collettore e lo chassis. Il suo valore dovrà essere circa la metà della tensione della batteria.

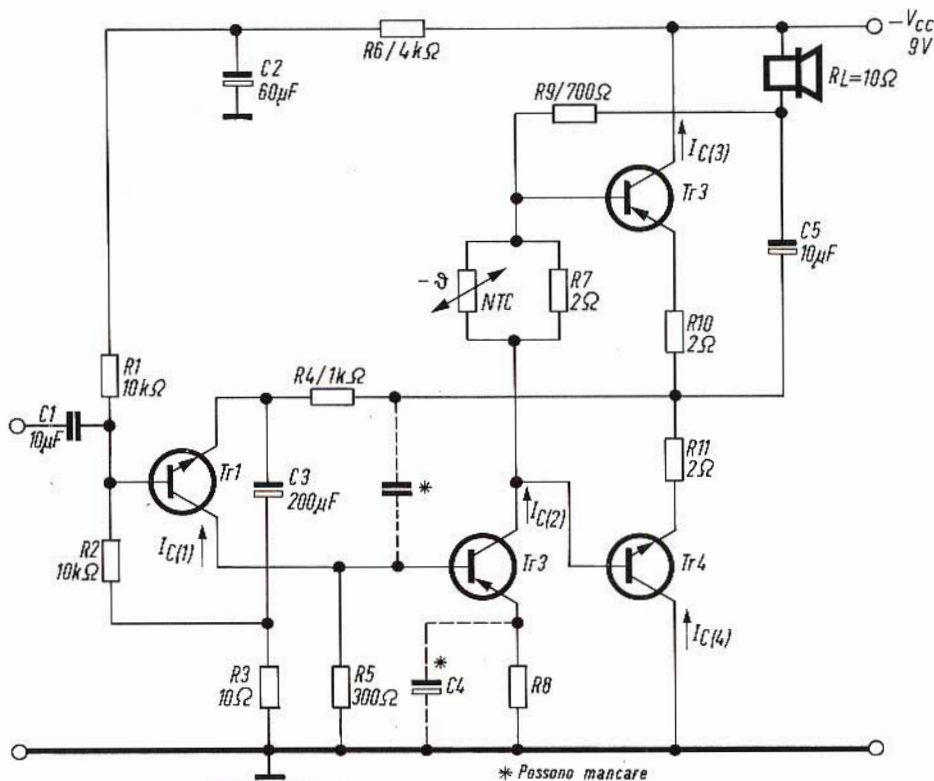



Fig. 3 - Classico stadio finale complementare in push-pull.

emettitore. Una variazione di capacità non può invece essere individuata e pertanto, se si ha qualche dubbio, si dovrà sostituire il condensatore con uno efficiente.

Negli stadi finali push-pull complementari, riconoscibili dall'assenza dei trasformatori pilota e finale, la coppia di transistori finali è formata da un tipo p-n-p e da un tipo n-p-n.

TABELLA 4 - VALORI DELLA TENSIONE « MID-POINT » E DELLE CORRENTI DI COLLETTORE QUANDO UNO DEI TRANSISTORI E' IN CORTO-CIRCUITO OPPURE E' APERTO (RIFERIMENTO FIG. 3)

		V_M	$I_{C(1)}$	$I_{C(2)}$	$I_{C(3)}$	$I_{C(4)}$
TR_1	(aperto [a])	V_{cc}	0	0		
	(corto circuito [c.c.])	0	2 x normale	2 x normale		
TR_2	(a)	V_{cc}	intensa	0		
	(c.c.)	0	0	2 x normale		
TR_3	(a)	0	0	0	0	0
	(c.c.)	V_{cc}	intensa	2 x normale		intensa *
TR_4	(a)	$1/2\ V_{cc}$				0
	(c.c.)	0	0	0	intensa * *	

* Ciò può causare anche la distruzione di TR_4

* * Ciò può causare anche la distruzione di TR_3

I transistori preamplificatore e pilota possono essere in questo caso n-p-n o p-n-p. Per analizzare il funzionamento di questi circuiti è necessario tracciare lo schema elettrico, qualora non sia disponibile lo schema del ricevitore completo.

In fig. 3 è riportato uno schema tipico. In questo schema, la tensione V_M e la corrente di riposo di ciascun transistore deve essere misurata inserendo di volta in volta un milliamperometro in serie con il collettore. Confrontando i valori riportati nella tabella 4 si potrà concludere se un dato transistore è in corto circuito oppure è aperto.

Sostituzione di componenti difettosi

Quando si toglie o si sostituisce un componente qualsiasi, il ricevitore deve essere spento. Se la batteria fosse collegata, potrebbero verificarsi delle sovratensioni che potrebbero distruggere i transistori.

Anche il saldatore deve avere la punta saldante a massa, sempre allo scopo di evitare l'insorgere di transitori di sovratensione.

Quando si salda si deve sempre porre delle pinze o altro sopra i componenti vicini, specialmente diodi e transistori, allo scopo di « succhiare » il calore che diversamente li danneggerebbe. Un calore eccessivo può danneggiare anche il circuito stampato.

I terminali dei componenti sostituiti debbono avere la stessa lunghezza dei terminali dei componenti originali. Ciò vale in particolare per i componenti degli stadi di R.F. (specialmente dei ricevitori F.M.) nei quali l'induttanza e le capacità distribuite influiscono grandemente sul funzionamento degli stadi stessi. In questi stadi, la lunghezza dei terminali è importante tanto quanto il valore dei componenti stessi.

Se il transistore R.F. ha un terminale dello schermo questo dovrà essere collegato a massa.

Effettuata la riparazione si dovrà controllare che non siano cadute delle gocce di stagno sul circuito stampato. Ciò produrrebbe dei cortocircuiti ed allora si sarebbe di nuovo daccapo.

OHMMETRO

per la misura di resistenze di basso valore

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

Descriviamo in questo breve articolo un semplice circuito che permette la misura di resistenze di valore basso; pensiamo che questo semplice ohmmetro, per la sua particolare economicità possa essere utile a molti nostri lettori.

Scopo di questo articolo è quello di presentare un semplice circuito che permette la misura di valori di resistenze molto bassi, esso quindi è particolarmente adatto per la prova di alcuni componenti come trasformatori, bobine e altri. Per questi componenti è talvolta necessario misurare la resistenza fra i diversi avvolgimenti in corrente continua, in genere queste resistenze hanno un valore molto basso e di conseguenza non possono essere misurate con gli ohmmetri normali in quanto le letture esatte che possono dare partono da qualche decina di ohm.

Il nostro circuito permette di misurare delle resistenze da 0,1 Ω con una buona precisione; lo strumento di misura ha due scale graduate che coprono le gamme da 0,1 a 90 Ω e da 1 a 900 Ω.

Principio di funzionamento

L'ohmmetro di cui ci occupiamo in questo articolo è formato da un circuito molto semplice equipaggiato di uno strumento di misura, una resistenza variabile e una batteria come si può vedere nello schema di fig. 1. Quando i terminali A e B sono a circuito aperto, la resistenza viene regolata in modo da ottenere lo spostamento a fondo scala dell'indice del milliamperometro. Di conseguenza la corrente che attraversa questa resistenza è allora maggiore quanto più il suo valore è basso e la deviazione dell'indice è minore.

Componenti

Per quanto riguarda lo strumento si può utilizzare un milliamperometro qualsiasi

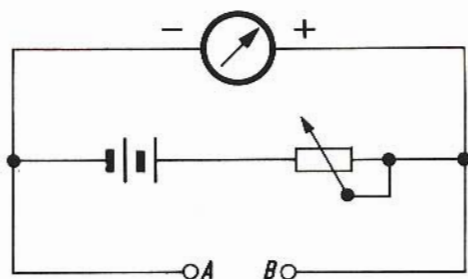



Fig. 1 - Schema di principio semplificato dell'ohmmetro.

avente una sensibilità dell'ordine di 1 mA. Il circuito completo dello strumento è rappresentato in fig. 2; come si può vedere esso non si differenzia dal circuito di principio di fig. 1 che per il circuito di alimentazione che si ottiene per mezzo di

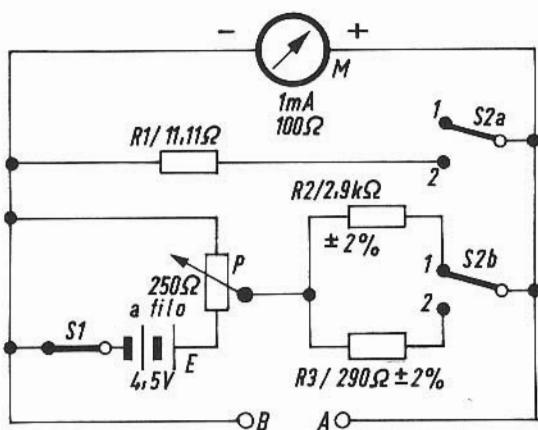



Fig. 2 - Schema elettrico completo dell'ohmmetro.

un partitore di tensione disposto ai capi della batteria e inoltre dalla introduzione della resistenza di derivazione R_1 che permette di aumentare il margine dello strumento di misura. Un commutatore a due

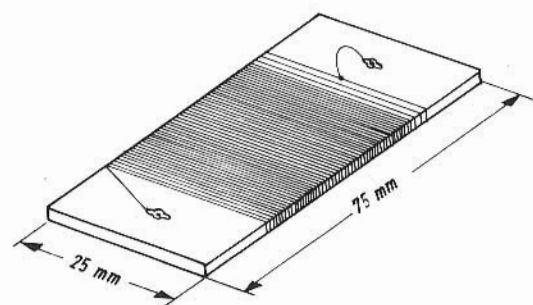



Fig. 3 - Esempio di realizzazione della resistenza « shunt ».

posizioni permette di scegliere fra le due gamme di misura dello strumento e cioè con il commutatore S_2 nella posizione 1, l'ohmmetro può effettuare delle misure di resistenze fra 1 Ω e 900 Ω, nella posizione 2 invece la resistenza collegata in parallelo riduce la sensibilità del milliamperometro da 1 mA a 10 mA a fondo scala. Per questo motivo viene ridotta anche la gamma di misura e l'apparecchio permette la misura di resistenze da 0,1 a 90 Ω.

Calcolo della resistenza di « shunt »

Bisogna tener presente che il valore della resistenza R_l varia seconda la resistenza interna e la sensibilità dello strumento utilizzato. Il suo valore può essere determinato con l'aiuto della formula seguente:

$$R_l = \frac{R_m}{I/I_m - 1}$$

dove I è la corrente massima che circola nel circuito (compresa anche la corrente che circola nella resistenza shunt), R_m è la resistenza interna del milliamperometro e I_m è la corrente che circola nel milliamperometro per ottenere la deflessione totale dell'indice.

Facciamo ora l'esempio del calcolo della resistenza dello strumento che stiamo descrivendo:

$$R_l = \frac{100}{10/1 - 1} = \frac{100}{9} = 11,11\ \Omega$$

Particolari per la costruzione della resistenza « shunt »

In fig. 3 è indicato un esempio tipico di resistenza shunt; essa è realizzata avvolgendo semplicemente su una piastrina di bakelite avente le dimensioni di 2,5 per 7,5 cm circa un metro di filo resistivo da 2/10 di mm. La regolazione definitiva è indispensabile effettuarla con lo strumento di misura disposto come in fig. 4. Per prima cosa si deve escludere la resistenza shunt dal circuito e quindi si deve regolare la resistenza variabile da 250 Ω in modo che lo strumento a fondo scala indichi esattamente 1 mA. Fatto questo, si deve collegare la resistenza shunt che dovrà portare la corrente a un valore di 0,1 mA, vale a dire a un valore pari alla decima parte della scala. Il valore esatto si ottiene grazie allo spostamento di un collegamento mobile che va poi fissato con una goccia di stagno. Come si può

La Chinaglia **ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.**
Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno .
Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 83.33.71 - 20122 Milano filiale

presenta la prestigiosa serie dei tester

Dinotester

L'analizzatore del domani
Il primo analizzatore elettronico brevettato di nuova concezione realizzato in un formato tascabile - circuito elettronico con transistore ad effetto di campo - F.E.T. - dispositivi di protezione ed alimentazione autonoma a pile.

(Brevettato)

CARATTERISTICHE

SCATOLA bicolore beige in materiale plastico antiurto con pannello in urea e calotta « Cristallo » gran luce. Dimensioni mm 150 x 95 x 45. Peso g 670.
QUADRANTE a specchio antiparallasse con 4 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero.
COMMUTATORE rotante per le varie inserzioni.
STRUMENTO Cl. 1,5 40 µA 2500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.
VOLTMETRO in cc. a funzionamento elettronico (F.E.T.). Sensibilità 200 kΩ/V.
VOLTMETRO in ca. realizzato con 4 diodi al germanio collegati a ponte; campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20 KΩ/V.
OHMMETRO a funzionamento elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pile interne.
CAPACIMETRO balistico da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
DISPOSITIVI di protezione del circuito elettronico e dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
ALIMENTAZIONE autonoma a pile (n. 1 pila al mercurio da 9 V).
COMPONENTI: boccole di contatto originali « Ediswan », resistenze a strato « Rosenthal » con precisione del ± 1%, diodi « Philips » della serie professionale, transistore ad effetto di campo originale americano.
SEMICONDUTTORI: n. 4 diodi al germanio, n. 3 diodi al silicio, n. 1 transistore ad effetto di campo.
COSTRUZIONE semiprofessionale a stato solido su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio, coppia puntali rosso-nero, puntale per 1 KV cc., pila al mercurio da 9 V. Istruzioni dettagliate per l'impiego.

PRESTAZIONI

A cc	7 portate	5	50	500 µA	-	5	50 mA	-	0,5	2,5 A	
V cc	9 portate	0,1	0,5	1	5	10	50	100	500	1000 V	(25 KV)*
V ca	6 portate	5	10	50	100	500	1000 V				
Output in V BF	6 portate	5	10	50	100	500	1000 V				
Output dB	6 portate	da —10 a +62 dB									
Ohmmetro	6 portate	1	10	100 KΩ	-	1	10	1000 MΩ			
Cap. balistico	6 portate	5	500	5000	50.000	500.000 µF	5 F				

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 25 KV.

Portate 46 sensibilità **200 KΩ/V cc** **20 KΩ/V ca**

40 KΩ/V

LAVAREDO 40.000 Ω/Vcc e ca 49 portate

Analizzatore universale, con dispositivi di protezione, ad alta sensibilità, destinato ai tecnici più esigenti. I circuiti in corrente alternata sono muniti di compensazione termica. I componenti di prima qualità uniti alla produzione di grande serie, garantiscono una realizzazione industriale di grande classe. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER

A cc	30	300 µA	-	3	30	300 mA	-	3 A		
A ca	300 µA	-	3	30	300 mA	-	3 A			
V cc	420 mV - 1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(3 KV)*	(30 KV)*	
V ca	1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(3 KV)*		
Output in V BF	1,2	3	12	30	120	300	1200 V			
Output in dB	da — 20 a + 62 dB									
Ohmmetro	20	200 KΩ	-	2	20	200 MΩ				
Cap. a reattanza	50.000	500.000 pF								
Cap. balistico	10	100	1000 µF							

* mediante puntali alta tensione a richiesta A T. 3 KV e A T. 30 KV

AN - 660 - B 20.000 Ω/Vcc e ca 50 portate

Analizzatore di impiego universale indispensabile per tutte le misure di tensione, corrente ,resistenza e capacità che si riscontrano nel campo RTV. La semplicità di manovra, la costruzione particolarmente robusta e i dispositivi di protezione, permettono l'impiego di questo strumento anche ai meno esperti. Caratteristiche generali ed ingombro come mod. DINOTESTER

A cc	50	-	500 µA	-	5	50 mA	-	0,5	2,5 A	
A ca	500 µA	-	5	50 mA	-	0,5	2,5 A			
V cc	300 mV	-	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(25 KV)*
V ca	1,5	5	15	50	150	500	1500 V			
Output in V BF	1,5	5	15	50	150	500	1500 V			
Output in dB	da —20 a +66 dB									
Ohmmetro	10	100 KΩ	-	1	10	100 MΩ				
Cap. a reattanza	25.000	250.000 pF								
Cap. balistico	10	100	1000 µF							

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 25 KV

Nuova versione U.S.I. per il controllo DINAMICO degli apparecchi radio e TV (brevettato)

I tre analizzatori sopra indicati sono ora disponibili in una nuova versione contraddistinta dalla sigla U.S.I. (Universal Signal Injector) che significa Iniettore di Segnali Universale. La versione U.S.I. è munita di due boccole supplementari cui fa capo il circuito elettronico costituito fondamentalmente da due generatori di segnali: il primo funzionante ad audio frequenza, il secondo a radio frequenza.
Data la particolare forma d'onda impulsiva, ottenuta da un circuito del tipo ad oscillatore bloccato, ne risulta un segnale che contiene una vastissima gamma di frequenze armoniche che arrivano fino a 500 MHz. Il segnale in uscita, modulato in ampiezza, frequenza e fase, si ricava dalle apposite boccole mediante l'impiego dei puntali in dotazione. Il circuito è realizzato con le tecniche più progredite: piastra a circuito stampato e componenti a stato solido.

L'alimentazione è autonoma ed è data dalle stesse pile dell'ohmmetro. A titolo esemplificativo riportiamo qualche applicazione del nostro Iniettore di Segnali: controllo DINAMICO degli stati audio e media frequenza, controllo DINAMICO degli stadi amplificatori a radio frequeneza per la gamma delle onde Lunghe, Medie, Corte e Ultracorte a modulazione di frequenza; controllo DINAMICO dei canali VHF e UHF della televisione mediante segnali audio e video.
Può essere inoltre vantaggiosamente impiegato nella riparazione di autoradio, registratori, amplificatori audio di ogni tipo, come modulatore e come oscillatore di nota per esercitazioni con l'alfabeto Morse.

MIGNONTESTER 300

analizzatore tascabile universale
1-2 KΩ/Vcc-ca 29 portate
il tester più economico nel mercato!

MIGNONTESTER 365

analizzatore tascabile ad alta sensibilità
con dispositivo di protezione
20 KΩ/Vcc 36 portate
il più economico dei 20 KΩ/V

ELETTROTESTER VA - 32 - B

analizzatore universale per elettricisti
con cercafase e fusibili di protezione
15 portate 4 campi di prova

immaginare questo metodo non è molto preciso, ma dà ugualmente dei risultati soddisfacenti.

Calcolo della resistenza serie

Per poter determinare esattamente il valore delle resistenze in serie R_2 e R_3, si deve usare la formula seguente:

$$R_s + R_m = \frac{I}{E}$$

dove R_m è la resistenza propria dello strumento mentre R_s è il valore che deve avere la resistenza in serie; I è la corrente che attraversa il circuito di misura ed E la tensione esistente fra il cursone e l'estremità del potenziometro.

Facciamo ora un esempio supponendo che la tensione abbia un valore di 3 V, si avrà allora:

$$R_2 + 100 = \frac{1/1000}{3}$$

da cui si ha che $R_2 = 2900\ \Omega$

$$R_3 + 100 = \frac{10/1000}{3}$$

da cui si ha che $R_3 = 290\ \Omega$

A questo punto si può passare alla fase di montaggio vero e proprio del circuito; data la particolare semplicità del circuito non riteniamo necessario dare indicazioni particolari, ma consigliamo di seguire come esempio la fig. 5, in essa si può vedere che per maggiore semplicità i fili di collegamento dell'alimentazione sono stati saldati direttamente sui terminali della batteria.

Calibrazione

Per questa operazione consigliamo se appena è possibile di graduare direttamente il quadrante del milliamperometro secondo i valori di resistenza; se invece non è possibile graduare direttamente lo strumento è bene fare una tabella di comparazione sulla quale si può ottenere rapidamente il valore della resistenza corrispondente a una lettura determinata di corrente.

Funzionamento dell'ohmmetro

È consigliabile prima di iniziare a fare qualsiasi misura di resistenza, procedere all'azzeramento dello strumento. Per far ciò, si chiude prima l'interruttore S_1, e poi

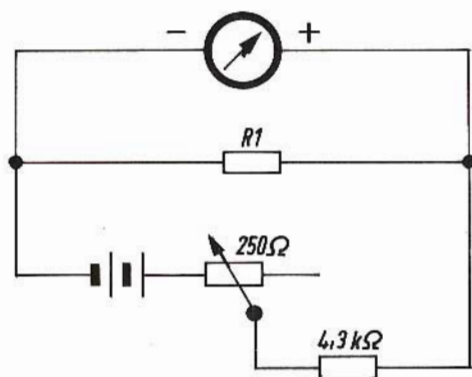



Fig. 4 - Schema per la regolazione esatta della resistenza di « shunt ».

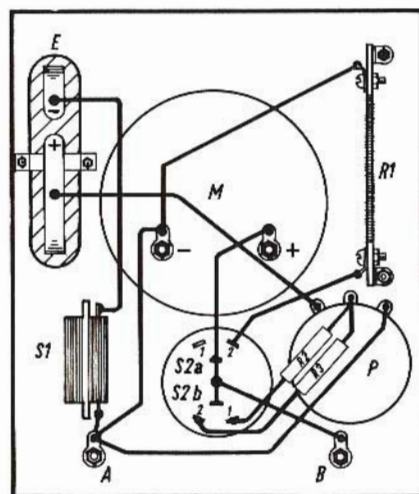



Fig. 5 - Esempio di cablaggio del circuito dell'ohmmetro.

si regola il potenziometro P in modo da ottenere una lettura di 1 mA. Dopo di ciò si collega la resistenza da misurare fra i capi A e B. La lettura del valore della resistenza si fa o direttamente sullo strumento o mediante la tabella di confronto.

Dopo la lettura della resistenza è consigliabile togliere il collegamento per mezzo dell'interuttore S_1 per ridurre il consumo della batteria.

Costruzione di un MILLIVOLTMETRO per la misura della DISTORSIONE ARMONICA

PRIMA PARTE

a cura di L. Biancoli

Per il tecnico elettronico che si occupa di Bassa Frequenza, il millivoltmetro viene normalmente giudicato uno strumento pressoché indispensabile. Infatti, esso non può essere sostituito né dal voltmetro a valvola, né dall'oscilloscopio, né da altra apparecchiatura elettronica. In particolare, esso è prezioso grazie all'ampiezza della banda passante, ed al fatto che consente la misura assai precisa di tensioni notevolmente deboli.
Stabilito ciò, non è difficile comprendere come dal millivoltmetro amplificatore sia facile passare al dispositivo per la misura della distorsione armonica, mediante la semplice aggiunta di circuiti ad impedenza infinita nei confronti di frequenze ben determinate.
La descrizione di questo strumento, di cui abbiamo tratto lo spunto da un articolo apparso su Radio Constructeur, è tale da consentirne a chiunque la realizzazione, a patto — beninteso — che abbia quella pratica e quella abilità che sono indispensabili per cimentarsi in un montaggio che esula da quelli solitamente considerati sperimentali. Si tratta, infatti, di realizzare un vero e proprio strumento di laboratorio, per cui è necessario disporre, oltre che dell'abilità, anche della attrezzatura necessaria per effettuarne successivamente la messa a punto.

Prima di addentrarci nella descrizione teorica del funzionamento dello strumento, e nella descrizione dei principi costruttivi, sarà bene richiamare alla memoria del lettore i concetti in base ai quali è possibile definire la **distorsione armonica.**

Questo tipo di distorsione, che si differenzia notevolmente dagli altri tipi, ossia dalla distorsione di ampiezza, di fase, e di intermodulazione, è dovuta esclusivamente alla presenza di armoniche, ossia di frequenze multiple della fondamentale del segnale, che si producono internamente all'amplificatore, per fenomeni che molto spesso sfuggono all'attenzione del tecnico.

In altre parole, quando all'ingresso di un amplificatore viene applicato un segnale di forma d'onda perfettamente sinusoidale e privo di armoniche, ed alla uscita del suddetto amplificatore si ha la presenza dello stesso segnale amplificato, la cui forma d'onda viene però alterata dalla presenza di un contenuto armonico, si dice che quell'amplificatore presenta una certa distorsione armonica.

L'ammontare della distorsione armonica può essere misurata in percentuale, vale a dire in funzione della percentuale che l'ampiezza delle armoniche rappresenta rispetto all'ampiezza totale del segnale utile.

DESCRIZIONE DELL'APPARECCHIO

Questo strumento, che può essere di validissimo aiuto per tutti coloro che si occupano della messa a punto di circuiti di amplificazione a Bassa Frequenza, può essere realizzato in un involucro leggero e compatto, munito di un pannello frontale sul quale vengono disposti tutti i comandi e lo strumento di misura, così come si può osservare alla **figura 1** che suggerisce un'idea di realizzazione.

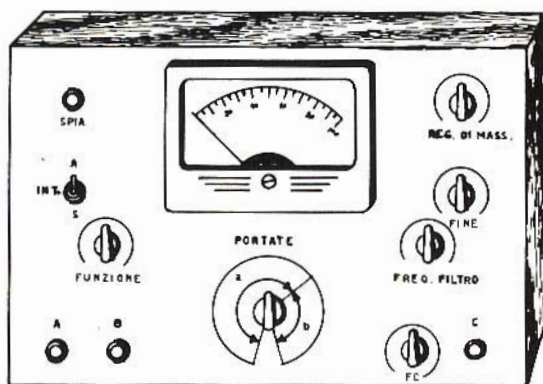



Fig. 1 - Aspetto dello strumento, così come puo essere realizzato in forma dilettantistica. L'involucro deve essere metallico, e l'intero apparecchio consiste in un telaio di ferro, possibilmente cadmiato, ed in un mobiletto, che può essere in ferro o in alluminio verniciato. Il pannello frontale conviene certamente realizzarlo in alluminio. La disposizione dei comandi e delle prese può essere variata ad arbitrio del costruttore.

Come abbiamo già accennato in precedenza, lo strumento consiste sostanzialmente in un millivoltmetro elettronico, vale a dire in un circuito che provvede ad amplificare segnali di debolissima ampiezza, fino a portarli ad un valore di ampiezza tale da consentirne la misura con un comune strumento a bobina mobile.

In questo caso specifico, si fa uso di uno strumento da 200 microampère fondo scala, avente una resistenza interna di 1.000 ohm.

Per poter comprendere a fondo il funzionamento, è bene — durante la lettura del testo — osservare lo schema elettrico della intera apparecchiatura, illustrato alla pagina seguente in **figura 2**. Per procedere nel modo più razionale possibile, esamineremo separatamente le due funzioni, vale a dire quella di millivoltmetro e quella di distorsiometro, iniziando con la prima che è indubbiamente la più importante.

Funzionamento come millivoltmetro

Lo strumento — come già si è accennato — è stato concepito soprattutto per consentire la misura di deboli tensioni alternate: tuttavia, esso consente anche la misura di tensioni più elevate, senza implicare l'impiego di altre apparecchiature. Di conseguenza, sono stati previsti due gruppi di portate: il primo (normale) raggruppa le portate comprese tra 10 millivolt e 2 volt, impiegando uno stadio di ingresso ad accoppiamento catodico, che precede il divisore selettore delle portate: il secondo raggruppa invece le portate comprese tra 10 volt e 200 volt, per le quali il segnale da misurare viene applicato direttamente sul commutatore che provvede alla separazione delle portate.

Lo stadio di ingresso, V1, consiste in una valvola del tipo EF42, impiegata come triodo in un circuito ad accoppiamento catodico, il che permette di ottenere un valore assai elevato dell'impedenza d'ingresso nelle portate più basse: oltre a ciò, esso consente una notevole ampiezza della banda passante, nonostante la presenza del selettore di portate, che non è altro che un attenuatore non compensato.

L'impiego di uno stadio di questo tipo per le portate elevate avrebbe implicato la presenza di un attenuatore supplementare, per limitare l'ampiezza della tensione di segnale applicato direttamente alla griglia. Si è invece adottata una soluzione assai più semplice, in quanto la larghezza della banda passante è importante esclusivamente sulle portate più ridotte.

La tensione di segnale proveniente da uno o dall'altro selettore viene applicata alla griglia di una sezione di un doppio triodo del tipo 12AT7 (V2A e V2B) funzionante come stadio di amplificazione del tipo « cascode », che presenta un basso rumore di fondo ed un guadagno elevato. La tensione di segnale fornita da questo stadio viene infine applicata allo ingresso di uno stadio di amplificazione finale, tramite un altro triodo — funzionante anch'esso con accoppiamento cato-

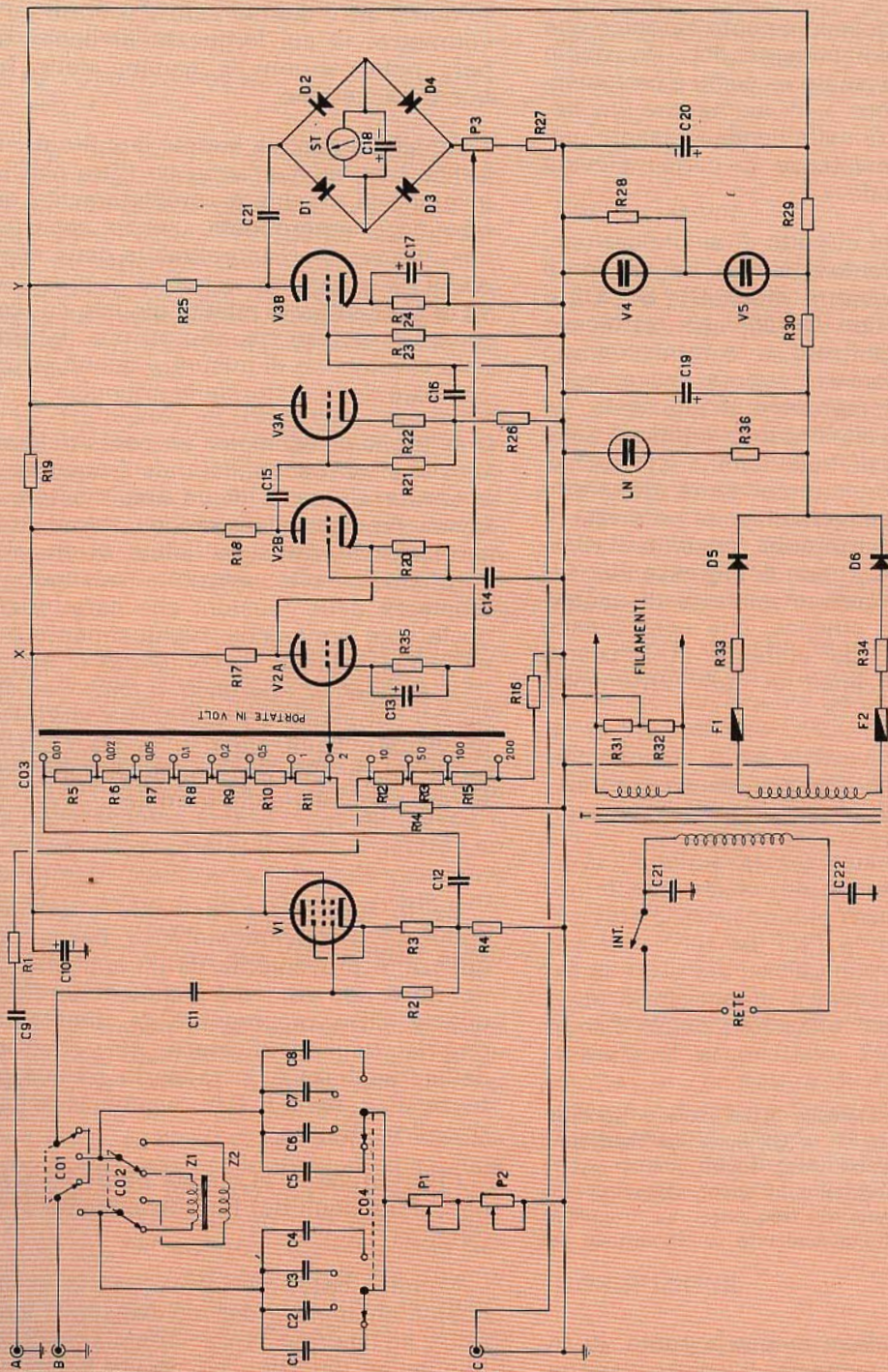



Fig. 2 - Circuito elettrico completo dello strumento. Il commutatore CO1 è rappresentato nella posizione adatta all'impiego come millivoltmetro. CO2 serve per selezionare il tipo di bobina facente parte del filtro per la soppressione della fondamentale; CO3 è il commutatore delle portate, e CO4 serve per la scelta della coppia di condensatori del filtro. P1 serve per la regolazione di massima del filtro, mentre P2 serve per la regolazione fine. P3 regola il rapporto di controreazione del millivoltmetro.

dico — consiste in una sezione della valvola ECC40, indicata nello schema con V3A.

Il triodo ad accoppiamento catodico che si trova immediatamente dopo lo stadio « cascode » consente — come è certamente noto al lettore — di mantenere una notevole ampiezza della banda passante, nonostante la resistenza di carico elevata dell'ultimo anodo.

All'uscita del circuito di amplificazione, la tensione viene applicata ad un ponte costituito da quattro diodi, D1, D2, D3 e D4, tutti del tipo OA 85, che rettificano il segnale amplificato, e lo forniscono ad un milliampèrometro avente una sensibilità di 200 microampère fondo scala, ed una resistenza alla corrente continua della bobina mobile di 1.000 ohm. L'altra estremità del ponte viene collegata attraverso una resistenza regolabile, che permette di applicare una parte della tensione di ritorno al catodo del triodo di ingresso (V2-A), determinando così un circuito di controreazione assai efficace, che contribuisce notevolmente alla stabilità di funzionamento ed alla linearità dello strumento.

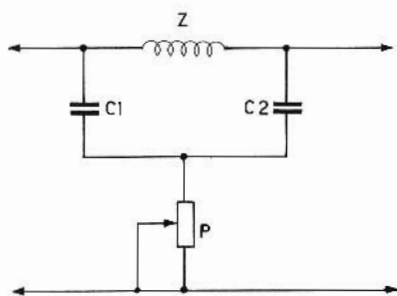



Fig. 3 - Circuito elettrico di un filtro di soppressione. Le capacità C1 e C2 sono del medesimo valore, e l'induttanza viene scelta con un valore appropriato per ottenere la soppressione di una determinata gamma di frequenze. La frequenza esatta viene stabilita mediante la regolazione del potenziometro P.

Agli effetti della messa a punto, la regolazione del rapporto di controreazione, determinata dalla posizione del cursore rispetto al potenziometro P3, rappresenta l'operazione più importante.

Funzionamento come distorsiometro

Abbiamo così accertato che lo strumento non è altro che un vero e proprio millivoltmetro, la cui larghezza di banda supera notevolmente la gamma delle frequenze acustiche.

Se all'ingresso di questo circuito di amplificazione aggiungiamo un filtro che sia in grado di eliminare completamente una frequenza determinata, senza apportare una attenuazione apprezzabile delle armoniche, lo strumento acquista la prerogativa di consentire la misura globale del contenuto armonico rispetto ad una determinata tensione, e di misurare quindi la percentuale della distorsione armonica.

A titolo di esempio, se analizziamo la tensione di un segnale di frequenza **f**, presente all'uscita di un amplificatore di Bassa Frequenza, avente un valore indeterminato in volt, con l'aiuto di un millivoltmetro risulta possibile misurare la ampiezza delle tensioni che caratterizzano le sole armoniche eventualmente presenti nel segnale: il contenuto di segnali a frequenza armonica rispetto all'ampiezza del segnale totale può essere rappresentato dalla sigla **v**. In tal caso, la percentuale della distorsione armonica misurata sarà data dalla formula:

$$\mathbf{v}/V = x\ \%$$

Se la tensione sinusoidale che viene applicata all'amplificatore di Bassa Frequenza, e proveniente da un apposito generatore, non presenta alcuna distorsione, questa cifra rappresenta la distorsione propria dell'amplificatore nei confronti della frequenza **f**, in rapporto ad una potenza V^2/R, nella R è la resistenza del carico di uscita .

I filtri utilizzati in questa particolare applicazione sono del tipo denominato a «Q infinito».

Come è noto, un filtro consiste in una bobina abbinata a due condensatori identici, e ad una resistenza variabile, secondo lo schema illustrato alla **figura 3**. Nel nostro caso, disponiamo — tramite il gioco di due comutatori — di due bobine diverse, e di quattro giochi di condensatori;

mediante la loro combinazione, abbiamo la possibilità di scegliere la frequenza fondamentale da analizzare entro sei frequenze predeterminate normalmente utilizzabili, vale a dire:

65 Hz - 250 Hz - 800 Hz - 2,5 kHz - 6 kHz - 18 kHz.

Una delle bobine è del tipo a nucleo ferromagnetico, mentre l'altra presenta le medesime caratteristiche di avvolgimento, ma il suo circuito magnetico è stato asportato, per ottenere un'induttanza inferiore. In sostanza, si tratta di impedenze comunemente reperibili in commercio, o comunque facilmente realizzabili, come vedremo tra breve.

Le frequenze di reiezione, corrispondenti alla bobina senza il nucleo ferromagnetico associata ai condensatori da 1 microfarad e da 0,1 microfarad, non sono da prendere in considerazione, in quanto l'attenuazione delle armoniche risulterebbe eccessiva per rendere attendibile la misura.

Osservando il circuito elettrico di figura 2, si può constatare facilmente che il segnale applicato all'ingresso B può essere collegato direttamente alla prima griglia della valvola V1 quando il commutatore CO1 si trova nella posizione illustrata nello schema stesso. Quando invece il suddetto commutatore viene spostato con entrambi i contatti mobili nella posizione opposta (vale a dire quando i due contatti mobili sono rivolti verso i contatti di sinistra) viene inserito il filtro selettore.

Nello stesso circuito elettrico, si nota anche che, quando il segnale viene applicato all'ingresso A, esso fa capo direttamente al gruppo di resistenze R12, R13, R15 ed R16, che costituiscono l'attenuatore di ingresso per le tensioni di segnale comprese tra 10 e 200 volt. Di conseguenza, il filtro di ingresso non entra in funzione che nei confronti dell'ingresso per tensioni di segnali comprese tra 10 millivolt e 2 volt, il che è del tutto normale, in quanto l'ampiezza delle tensioni dei segnali di distorsione armonica è sempre assai ridotta.

La presa visibile in basso a sinistra dello schema di figura 2, e contrassegnata C, fa capo al circuito d'uscita catodica della valvola V3A: quando questa presa viene collegata all'ingresso di uno oscilloscopio, consente di esaminare la curva globale delle armoniche che costituiscono la distorsione, e di determinare — in alcuni casi — l'ordine dell'armonica più rilevante.

L'alimentazione

Il circuito della sezione di alimentazione dello strumento è riportato anch'esso nello schema globale di figura 2, nella parte inferiore. La rettificazione dell'alta tensione viene ottenuta mediante due diodi al silicio, in serie ai quali si trovano due fusibili di protezione (da 0,1 ampère), e due resistenze limitatrici di corrente (R33 ed R34) entrambe del valore di 1.000 ohm, che provvedono a limitare la intensità della corrente richiamata dai condensatori di filtraggio, non appena lo apparecchio viene messo sotto tensione.

Il valore dell'alta tensione viene regolato mediante due valvole stabilizzatrici al neon, e precisamente da V4 (del tipo OA2) e da V5 (del tipo OB2), in serie tra loro: in parallelo a V4 si trova inoltre una resistenza che consente la opportuna distribuzione della tensione di innesco.

In parallelo al secondario che provvede all'accensione dei filamenti di tutte le valvole si trovano due resistenze in serie tra loro (R31 ed R32) entrambe del valore 47 Ω, la cui presa centrale viene collegata direttamente a massa per ridurre il ronzio tipico provocato dalla tensione alternata di accensione. Per il medesimo motivo, il conduttore di massa non deve essere collegato alla parte metallica dell'apparecchio che in un solo punto, in prossimità dell'ingresso B, facente parte del gruppo di portate inferiori.

COSTRUZIONE

La realizzazione del millivoltmetro propriamente detto non presenta alcuna difficoltà particolare, per cui riteniamo opportuno precisare soltanto alcuni argomenti rilevanti.

A

In primo luogo, occorre curare rigorosamente il filtraggio della tensione continua di alimentazione. Il trasformatore impiegato può essere di qualsiasi tipo disponibile in commercio, purché fornisca una tensione secondaria di 2 x 250 volt, con una corrente massima compresa tra 20 e 25 milliampère, ed una tensione alternata di 6,3 volt con una corrente di 2 ampère.

I diodi di rettificazione impiegati in questo caso funzionano al di là del limite normale di sicurezza per quanto riguarda la tensione inversa, e da ciò deriva la presenza dei fusibili da 0,1 ampère. In ogni caso, è sempre possibile utilizzare diodi aventi una tensione inversa superiore, eliminando così qualsiasi pericolo di incidenti.

Naturalmente, i terminali negativi del condensatore di filtraggio devono essere isolati dallo chassis, e devono far capo al conduttore comune di massa come stabilito in precedenza.

B

Per lo stadio V1 si è fatto uso di una valvola del tipo EF42, ma desideriamo precisare che — all'occorrenza — questo tipo di valvola può essere sostituito con una EF80, senza apportare al circuito elettrico alcuna modifica.

Altrettanto dicasi per quanto riguarda la valvola V3, del tipo ECC40, in sostituzione della quale è possibile usare una valvola del tipo 12AT7, a patto che vengano modificati i valori delle resistenze di polarizzazione delle due sezioni triodo: in altre parole, R22, che nel caso della ECC40 ha un valore di 1.000 Ω, deve assumere invece il valore di 200 Ω, ed R24, del valore di 2,2 kΩ, deve essere invece del valore di 470 Ω.

C

Entrambi i doppi triodi devono essere in perfette condizioni di funzionamento, e non devono presentare la minima traccia di corrente di griglia; questa precisazione viene fatta in quanto — nella fase sperimentale per la realizzazione di questo strumento — si sono avute delle difficoltà a causa di una 12AT7 che provocava rilevanti variazioni di indicazioni da parte dello strumento con il variare della tensione di rete, nonostante la stabilizzazione dell'alta tensione. Dopo aver sostituito questa valvola difettosa ed apparentemente in ordine, le variazioni suddette sono state ridotte dal 4% allo 0,8%, per variazioni della tensione di rete dell'ordine del 10% in più o in meno.

D

Il commutatore delle portate è del tipo rotante a 12 posizioni, con un contatto comune. Le resistenze del divisore devono essere esatte, per cui devono presentare una precisione dell'ordine dell'1% in più o in meno, oltre ad una notevole stabilità nel tempo, in funzione delle variazioni di temperatura. Ovviamente, la precisione delle indicazioni ottenute, sia nell'impiego come millivoltmetro, sia nell'impiego come distorsiometro, dipende dall'esattezza dei valori delle resistenze che costituiscono questo selettore di portata.

E

In un primo tempo, per l'eccitazione dello strumento a bobina mobile, sia era fatto uso di un ponte costituito esclusivamente da due diodi, secondo lo schema illustrato alla **figura 4.** Tuttavia, l'impiego del ponte a quattro diodi, così come è riprodotto nel circuito elettrico di figura 2, ha permesso di aumentare notevolmente il rapporto di controreazione, ciò che ha determiando notevoli vantaggi agli effetti del funzionamento pratico dello strumento.

Come già si è accennato, ciascuno dei due gruppi di portate ha un suo ingresso separato, e — per passare dal primo al secondo gruppo — è necessario spostare anche il segnale di ingresso da una presa all'altra (A e B). La presa A serve infatti per le portate da 10 a 200 volt fondo scala, mentre B serve per le portate da 10 millivolt a 2 volt. Volendo, il costruttore potrà modificare leggermente il circuito del selettore di portata, ed applicare

ELENCO COMPONENTI

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	R1 - Vedi testo	—
1	R2 - 2,2 MΩ	DR/33
1	R3 - 1 kΩ	DR/33
1	R4 - 47 kΩ	DR/33
1	R5 - 10kΩ - 1%	DR/240
1	R6 - 6 kΩ - 1%	DR/240
1	R7 - 2 kΩ - 1%	DR/240
1	R8 - 1 kΩ - 1%	DR/240
1	R9 - 600 Ω - 1%	DR/240
1	R10 - 200 Ω - 1%	DR/240
1	R11 - 100 Ω - 1%	DR/240
1	R12 - 800 Ω - 1%	DR/240
1	R13 - 100 Ω - 1%	DR/240
1	R14 - 100 Ω - 1%	DR/240
1	R15 - 50 Ω - 1%	DR/240
1	R16 - 50 Ω - 1%	DR/240
1	R17 - 100 kΩ	DR/33
1	R18 - 220 kΩ	DR/33
1	R19 - 15 kΩ	DR/33
1	R20 - 2,2 MΩ	DR/33
1	R21 - 470 kΩ	DR/33
1	R22 - 1 kΩ	DR/33
1	R23 - 470 kΩ	DR/33
1	R24 - 2,2 kΩ	DR/33
1	R25 - 47 kΩ	DR/33
1	R26 - 100 kΩ	DR/33
1	R27 - 22 Ω	DR/33
1	R28 - 330 kΩ 1 W	DR/33
1	R29 - 7,5 kΩ 2 W	DR/33
1	R30 - 1,5 kΩ 2 W	DR/33
1	R31 - 47 Ω	DR/33
1	R32 - 47 Ω	DR/33
1	R33 - 1 kΩ	DR/33
1	R34 - 1 kΩ	DR/33
1	R35 - 680 Ω	DR/33
1	R36 - 300 kΩ	DR/33
1	P1 - 470 kΩ - lineare	DP/860
1	P2 - 22 kΩ - lineare	DP/860

N.	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
1	P3 - 10 kΩ lineare a filo	DP/2600
1	C1 - 1.500 pF ceramico	B/12
1	C2 - 10.000 pF ceramico	B/13
1	C3 - 100.000 pF ceramico	B/144-4
1	C4 - 1 µF carta	B/186-1
1	C5 - 1.500 pF ceramico	B/12
1	C6 - 10.000 pF ceramico	B/13
1	C7 - 100.000 pF ceramico	B/144-4
1	C8 - 1 µF carta	B/186-1
1	C9 - 47.000 pF	B/182-23
1	C10 - 32 µF - 250 V	B/626
1	C11 - 22.000 pF	B/246
1	C12 - 0,47 µF	B/264
1	C13 - 10 µF - 25 V	B/343
1	C14 - 3.300 pF	B/284-3
1	C15 - 47.000 pF	B/284-9
1	C16 - 0,1 µF	B/284-10
1	C17 - 10 µF - 25 V	B/343
1	C18 - 10 µF - 25 V	B/343
1	C20 - 50+50 µF - 500 V	B/667-2
1	C21 - 10.000 pF	B/268
1	C22 - 10.000 pF	B/268
1	V1 - EF 42/EF 80	
1	V2A-B - 12AT7	—
1	V3A-B - ECC 40	—
1	V4 - OA 2	—
1	V5 - OB 2	—
4	D1-2-3-4 - OA 85	—
2	D5-6 - OA 214	—
1	T - Primario universale Secondario AT: 2x280V-65mA Secondario BT: 6,3 V - 4,5 A	HT/3240
1	Z1 - Vedi testo	—
1	Z2 - Vedi testo	—
1	CO1 - 2 vie 2 posizioni	GN/210
1	CO2 - 2 vie 2 posizioni	GN/210
1	CO3 - 1 via 12 posizioni	GN/1250
1	CO4 - 4 vie 2 posizioni	GN/660
1	INT - Unipolare (Usare solo i contatti necessari)	GL/1200
1	LN - Lampada al neon	GH/960

sul pannello frontale un'unica presa di ingresso, effettuando la commutazione mediante l'aggiunta di un settore supplementare al comutatore di portata, avente in corto-circuito tutte le posizioni relative ad un gruppo di portate, ed in corto-circuito tutte le posizioni relative all'altro gruppo. In tal caso, la griglia della valvola V2A potrebbe far capo al comune di questo secondo settore, il quale provvederebbe ad effettuare la commutazione della presa di ingresso.

F

Non esistono difficoltà pratiche agli effetti della realizzazione dello chassis, in quanto chiunque abbia una certa esperienza nella realizzazione di circuiti elettronici è certamente in grado di studiare una disposizione per i componenti tale da risultare soddisfacente agli effetti pratici. Nel caso considerato, il telaio può essere realizzato in lamiera di ferro cadmiato dello spessore di 0,8 millimetri, con un pannello frontale in alluminio di spessore compreso tra 1,5 e 2 millimetri.

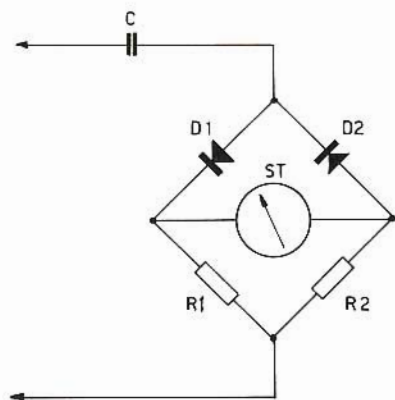



Fig. 4 - Circuito utilizzato in un primo tempo per il ponte di eccitazione dello strumento indicatore. Si è però riscontrato che un ponte a quattro diodi era più adatto.

G

Come è del tutto intuitivo, è indispensabile provvedere ad un'accuratissima schermatura del contatto di ingresso del selettore di portate, in particolare, nei confronti del gruppo di portate più basse (da 10 millivolt a 2 volt), per la valvola V1. In pratica, l'impedenza di ingresso di questa valvola è assai elevata, ed il guadagno dello stadio V1 è notevole, per cui qualsiasi tensione di segnale, captata per fenomeni capacitivi o induttivi, determina certamente un'indicazione residua da parte dello strumento indicatore, che non può che compromettere l'esattezza delle letture nelle portate più basse.

Per il medesimo motivo, occorre adottare le stesse precauzioni che si adottano normalmente nella realizzazione di un buon amplificatore di Bassa Frequenza ad alta fedeltà, allo scopo di eliminare qualsiasi fonte di rumore di fondo. Tra queste precauzioni, sono da annoverare il collegamento della massa ad un unico punto del telaio metallico, il circuito di riscaldamento dei filamenti con punto centrale collegato a massa, i collegati ai filamenti mediante due conduttori intrecciati tra loro, allo scopo di neutralizzarne il flusso magnetico alternato, e sistemati al di sotto del telaio metallico, oltre che alla massima distanza possibile dai collegamenti percorsi dal segnale utile, ecc.

Il circuito di ingresso, costituito dai commutatori per l'inserimento dei filtri CO2 e CO4, dal selettore di funzione CO1, e dal commutatore per la selezione delle portate a 12 posizioni CO3, deve essere inscatolato in lamiera di ferro cadmiato, per evitare che qualsiasi campo elettromagnetico esterno possa interferire col segnale utile. Per effettuare la connessione tra l'ingresso B e il contatto comune della prima sezione del commutatore CO1, sarà bene impiegare un tratto di cavetto coassiale da 75 ohm di impedenza, come pure tra questo commutatore ed il condensatore di griglia della valvola V1 (EF42), la quale deve trovarsi — benintenso — alla massima distanza possibile dal trasformatore di alimentazione.

Anche lo stesso condensatore di griglia della valvola V1 (C11) dovrà essere schermato mediante l'applicazione di una striscia metallica sulla superficie esterna, collegata a massa. I collegamenti che seguono la valvola V1 ed il commutatore di portata — inoltre — potranno essere eseguiti impiegando del cavetto schermato di buona qualità.

STRUTTURA INTERNA DI UN RETTIFICATORE CONTROLLATO

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Continuando la serie di articoli sul rettificatore controllato, che ebbe inizio sul N° 2 dello scorso anno della nostra Rivista (pag. 281), ci occuperemo questa volta della descrizione della struttura interna di questo dispositivo semiconduttore, e forniremo anche una spiegazione notevolmente semplificata dei fenomeni che si verificano internamente ad esso. La descrizione che segue ha lo scopo di familiarizzare i tecnici elettronici col funzionamento del rettificatore controllato, ponendo nella massima evidenza il fatto che questo tipo di semiconduttore è sostanzialmente un dispositivo per la commutazione dell'energia elettrica, nelle sue diverse forme.

Il rettificatore controllato è un dispositivo che viene usato nelle apparecchiature elettroniche per controllare il flusso dell'energia elettrica. Sebbene i dispositivi semiconduttori consistano in parti componenti piccole e sottili, sono tuttavia necessarie delle parti addizionali per consentire le connessioni ai circuiti esterni, la dissipazione del calore che si produce, la protezione contro gli agenti atmosferici esterni, e per costituire un supporto meccanico.

Se provvedessimo a dividere in due longitudinalmente un rettificatore controllato, otterremmo una sezione trasversale del tutto simile a quella rappresentata alla **figura 1**, nella quale è possibile osservare dettagliatamente le varie parti che lo costituiscono. Naturalmente, per aumentare la comprensibilità della suddetta figura, la sezione non è rappresentata in scala. Infatti, rispetto alle parti meno importanti, il corpo attivo è notevolmente esagerato per quanto riguarda le dimensioni, vale a dire il diametro e lo spessore.

Come risulta evidente alla citata figura 1, la parte attiva di un rettificatore controllato consiste sostanzialmente in un cristallo stratificato di forma circolare. Sul lato sinistro della figura si osserva che il terminale assai sottile facente capo all'elettrodo «gate» (o di controllo) fa capo direttamente ad un punto della superficie esterna del cristallo. Sul lato destro, si osserva invece la presenza di un terminale di notevole spessore, facente capo alla superficie catodica che copre buona parte della superficie esterna superiore dello stesso cristallo.

L'intera superficie inferiore del semiconduttore a strati è coperta da una piastrina anodica, collegata direttamente alla base metallica del rettificatore controllato. Su quest'ultima, è applicato un

bullone filettato, che consente il contatto diretto col corpo metallico che provvede alla dissipazione del calore.

Dal momento che il rettificatore controllato è un dispositivo che presenta una notevole attitudine a bloccare una tensione di valore elevato, i terminali facenti capo agli elettrodi «gate» e catodo devono essere ben isolati rispetto all'anodo. Questo risultato viene ottenuto impiegando un involucro isolante (di vetro o di materiale ceramico) saldato alla base tramite un anello metallico. La sommità dell'involucro isolante contiene due conduttori cavi, facenti capo appunto ai due elettrodi precedentemente citati.

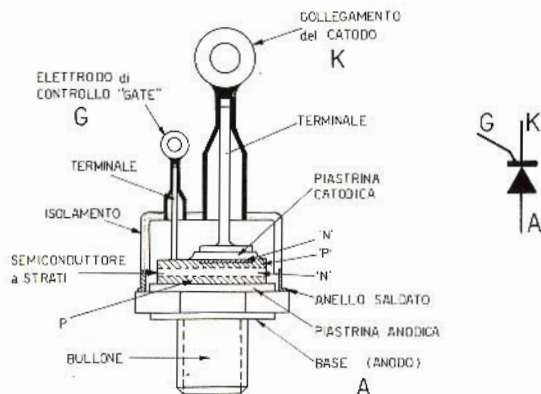



Fig. 1 - Sezione trasversale schematica del rettificatore controllato, illustrante la parte attiva del cristallo semiconduttore, volutamente rappresentato con dimensioni maggiori di quelle effettive, per esigenze grafiche e didattiche.

Dal momento che la tensione presente tra questi due elettrodi è sempre di valore relativamente basso, la distanza che sussiste tra i relativi terminali è ovviamente breve.

La **figura 2** integra quanto illustrato alla figura 1, mettendo in maggiore evidenza le varie parti che costituiscono la sezione attiva del rettificatore, ed in essa è facile osservare che il percorso principale della corrente elettrica in un rettificatore controllato (vale a dire tra anodo e catodo) non presenta alcun ostacolo, ad eccezione del fatto che sono presenti diversi strati di materiale semiconduttore, all'interno del cristallo.

Il controllo della conduttività viene effettuato mediante un segnale che viene applicato all'elettrodo «gate», e precisamente tra questo ed il terminale facente capo al catodo. Di conseguenza, il rettificatore controllato presenta due circuiti tipici di impiego: quello cioè compreso tra l'anodo e il catodo, e quello compreso tra l'elettrodo di eccitazione« gate» e lo stesso catodo, con la caratteristica peculiare che il catodo è quindi comune ad entrambi i circuiti.

Dal momento che l'elettrodo anodico è provvisto di un dispositivo mediante il quale il calore viene dissipato, quest'ultimo presenta dimensioni notevolmente maggiori di quelle del catodo: questo è uno dei motivi per i quali l'elettrodo comune (vale a dire il catodo) è isolato dall'involucro esterno, mentre l'elettrodo di minore importanza (vale a dire l'anodo) è in contatto diretto con la base principale. Questa apparente discordanza con la logica (rispetto al fatto che in una valvola termoionica l'elettrodo superiore, ossia la placca, deve essere sempre perfettamente isolato dall'involucro esterno) deriva dal procedimento speciale che viene adottato per la fabbricazione di questi tipi di diodi.

Struttura della parte attiva

Come già abbiamo avuto occasione di assodare, la figura 2 illustra i vari strati che compongono il cristallo semiconduttore di un rettificatore del tipo al quale ci riferiamo. In questa figura, la parte più importante è costituita dal cristallo a strati, ciascuno dei quali è distinto da quelli adiacenti mediante un diverso tipo di tratteggio, con ulteriore differenziazione rispetto alle parti metalliche.

Il diametro totale del cristallo di silicio è inferiore ad un terzo del diametro esterno del rettificatore, mentre lo spessore del cristallo è pari approssimativamente ad un ventesimo del suo diametro.

Il corpo del cristallo consiste originalmente in un piccolo frammento di silicio con elevato grado di purezza, ossia contenente un quantitativo assai esiguo di impurità (ad eccezione di quelle introdotte deliberatamente). Dal punto di vista

della sua struttura, esso non è semplicemente un unico cristallo, ma è anche esente da difetti, ossia da eventuali spostamenti interni delle impurità, che risultano inoltre equamente distribuite. Il cristallo viene inoltre tagliato in modo tenziale tra la piastrina catodica e la piastrina anodica. Ora, dal momento che questa tensione deve essere bloccata anche lungo le superfici (evidenziate in nero alla figura 2 in corrispondenza dei lati destro e sinistro del cristallo di silicio), le

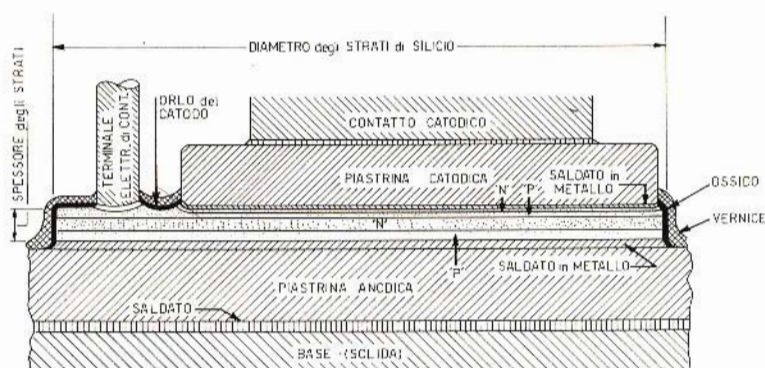



Fig. 2 - Sezione trasversale delle parti attive di un rettificatore controllato. Il cristallo stratificato di silicio è illustrato con vari tipi di tratteggi; le parti metalliche presentano un tratteggio inclinato. Il cristallo di silicio a strati è suddiviso in quattro zone, ciascuna delle quali rappresenta un diverso strato, contenente un diverso numero di impurità o un diverso tipo, contraddistinto dalle sigle a seconda che sia del tipo « p » (elementi accettori) o di tipo « n » (elementi donatori).

tale che presenti uno dei suoi assi principali perfettamente parallelo alla linea centrale del rettificatore.

Osservando ancora le citate figure 1 e 2, è possibile inoltre notare che il cristallo stratificato di silicio contiene quattro diversi strati che si estendono attraverso lo spessore. Questi strati risultano essere alternativamente di tipo «n» e «p», e — come già abbiamo chiarito in altre occasioni — ottenuti diffondendo le impurità all'interno del silicio.

Mediante un procedimento detto di **brasatura** sulle superfici esterne, il cristallo di silicio viene fissato sulla piastrina metallica facente capo all'anodo dal lato inferiore, ed all'altra piastrina metallica, facente capo al catodo, dal lato superiore. La conduzione della corrente elettrica dall'anodo al catodo si verifica attraverso una larga superficie, ed attraverso uno spessore ridotto (lungo il quale si spostano i portatori) del materiale.

Quando il rettificatore controllato si comporta in modo tale da bloccare una tensione (sia diretta, sia inversa), si presenta una notevole differenza di po-

superfici vengono isolate mediante un processo di ossidazione del silicio. Lo strato esterno viene protetto contro eventuali danni meccanici mediante l'applicazione di una vernice, evidenziata ai lati.

Suddivisione strutturale del cristallo

Come si può osservare alla figura 2, la parte maggiore del cristallo si trova tra le piastrine anodica e catodica, separate tra loro mediante quattro strati di cristallo contenenti impurità. Sul lato sinistro — tuttavia — il terminale dell'elettrodo di controllo è rappresentato in modo che risulti collegato al secondo strato (di tipo «p») a partire dall'alto. Quindi, esiste una giunzione del tipo «n-p» tra i terminali del catodo e dell'elettrodo di controllo. I tre restanti del cristallo sono quindi presenti attraverso l'intero spessore.

Per comprendere la struttura ed il funzionamento del rettificatore controllato, è necessario analizzare il comportamento del cristallo compreso lungo il percorso anodo-catodo, attraverso i quattro strati, nonché l'influenza dell'elettrodo di controllo nei confronti dei due strati supe-

riori. Dal momento che il semiconduttore contiene tutti gli elementi necessari agli effetti delle condizioni di funzionamento, le zone immediatamente prossime all'orlo del catodo, al terminale dell'elettrodo di controllo, ed alla piastrina anodica, rappresentano per intero le parti attive del rettificatore. In considerazione di tutto ciò, la **figura 3** illustra questa regione particolare con una scala maggiorata.

Fig. 3 - Sezione trasversale parziale della parte attiva di un rettificatore controllato (in prossimità della zona in cui si trovano il catodo e l'elettrodo di controllo). La differenza tra i quattro strati che esistono tra il catodo e l'anodo, rispetto ai tre strati presenti tra l'elettrodo di controllo e l'anodo, è evidenziata mediante l'impiego di tratteggi di diversa natura. La figura illustra anche le distanze comparative in senso laterale, tra il catodo e l'elettrodo di controllo, rispetto alla distanza assiale attraverso lo spessore del cristallo.

Il percorso della corrente su larga superficie illustrata alla figura 2 (ma non alla figura 3) è quantitativamente necessario per consentire il passaggio della corrente in tutta la sua notevole intensità, ma non deve essere necessariamente considerato agli effetti della discussione sul principio di funzionamento.

Analogamente, l'attitudine a bloccare una tensione, dovuta all'opportuno trattamento cui vengono sottoposte le superfici dei bordi esterni del cristallo (come si osserva alla figura 2) è di notevole importanza pratica, ma può essere trascurata agli effetti della discussione del principio di funzionamento. Ne deriva che — per comprendere il suddetto principio — è sufficiente basarsi su quanto illustrato alla citata figura 3.

Relazioni tra l'anodo, il catodo, e l'elettrodo di controllo

Come si osserva alla figura 3, le piastrine di catodo e di anodo sono collegate al cristallo a strati di silicio (tratteggiato) mediante due strati metallici ad esso saldati con un procedimento di brasatura. Internamente al cristallo sono visibili quattro strati che si differenziano tra loro per il diverso contenuto di impurità, nonché per la loro polarità, che possono essere definiti come segue:

Strato catodico

Aderisce alla piastrina catodica. E' uno strato fortemente drogato, di tipo «n», e di spessore assai limitato.

Strato di controllo

Si trova al di sotto dello strato catodico. Presenta un quantitativo moderato di impurità del tipo «p», ed uno spessore assai ridotto. Si estende oltre la piastrina catodica, e ad esso fa capo direttamente il terminale dell'elettrodo di controllo.

Strato di bloccaggio

Si trova al di sotto dello strato di controllo. E' costituito da una parte di cristallo leggermente drogata, di tipo «n». Lo spessore è assai limitato.

Strato anodico

E' l'ultimo strato inferiore, e si trova esattamente al di sotto dello strato di bloccaggio. E' collegato direttamente alla piastrina anodica inferiore: contiene un

numero limitato di impurità del tipo «p». Lo spessore è relativamente ridotto.

E' quindi facile constatare che l'anodo ed il catodo sono assai prossimi tra loro lungo una notevole superficie. Di conseguenza, il circuito principale attraverso il quale la corrente scorre presenta una larga superficie e si estende soltanto attraverso il minimo spessore del cristallo. D'altro canto, il collegamento facente capo all'elettrodo di controllo è essenzialmente soltanto un punto di contatto, sistemato lateralmente rispetto al catodo. Di conseguenza, il circuito dell'elettrodo di controllo avviene attraverso una piccola parte dello strato di controllo, e ad una distanza laterale apprezzabile.

Origine degli strati

Come già abbiamo visto in altre occasioni, il cristallo a strati deriva in origine da un cristallo di silicio monocristallino omogeneo, di tipo «n», caratterizzato da una resistività assai elevata, e da una lunga permanenza all'interno di portatori minoritari. Questa parte, che resta inalterata, del cristallo originale di silicio viene riscontrata al centro dello strato bloccante.

Lo strato anodico e lo strato di controllo vengono ottenuti diffondendo delle impurità di tipo «p» (ad esempio di boro) all'interno del materiale principale di tipo «n». Da ciò deriva che il grado di concentrazione delle impurità in essi presenti è notevolmente ridotto, in corrispondenza delle loro giunzioni con lo strato di bloccaggio; tuttavia, il suddetto grado di concentrazione aumenta notevolmente verso le superfici esterne del cristallo.

Lo strato catodico viene ottenuto diffondendo un numero assai elevato di impurità di tipo «n» (ad esempio di antimonio) in una parte dello strato di controllo.

A causa di questa diffusione unilaterale e dello strato catodico internamente al cristallo, la struttura a strati che risulta alla fine del procedimento di fabbricazione non è simmetrica: infatti, si ottiene uno strato di notevoli dimensioni di tipo «n» al centro, uno strato con impurità diffuse di tipo «p» dal lato dell'anodo, e due strati piuttosto sottili dal lato del catodo. Questa simmetria spaziale del grado di concentrazione delle impurità viene ottenuta deliberatamente, ed è assolutamente indispensabile per ottenere nel rettificatore controllato le volute caratteristiche di funzionamento.

Strati e giunzioni

Lo strato centrale di tipo «n», consistente nel materiale originale con l'aggiunta del numero più elevato di impurità, viene definito (come ben sappiamo) col termine di **strato bloccante.** A causa dello spessore, del basso contenuto di impurità del tipo minoritario, e della stabilità di queste ultime, ad esso è dovuta l'attitudine al bloccaggio di una tensione elevata, e della corrente diretta ed inversa.

Lo **strato anodico** del tipo «p», unitamente a quello di bloccaggio testé citato, costituisce la **giunzione anodica,** la quale è in grado di effettuare il bloccaggio inverso, così come accade in un diodo avente la medesima polarità.

Lo **strato di controllo** del tipo «p», unitamente a quello di bloccaggio, costituisce la giunzione intermedia, definita appunto come **giunzione di controllo** (detta anche giunzione di collettore) del rettificatore. Essa fornisce la caratteristica attitudine al bloccaggio della tensione diretta del rettificatore controllato; oltre a ciò, questa giunzione agisce da **commutatore,** e permette appunto di usare il dispositivo nei circuiti di commutazione.

Tra lo strato di controllo e lo strato catodico esiste la giunzione di catodo (emettitore). Essa è presente nel circuito compreso tra l'elettrodo di controllo ed il catodo, e fornisce quei portatori minoritari che permettono al rettificatore controllato di passare in stato di conduzione.

Analogie con i transistori

Osservando la **figura 4,** si può notare che — analogamente ad un transistore del tipo «n-p-n», il rettificatore controllato potrebbe essere considerato come se funzionasse nel circuito con emettitore a massa (strato catodico) e controllato dalla

corrente di base (fornita dall'elettrodo di controllo «gate») attraverso lo stesso strato di controllo. Anzichè presentare una semplice giunzione di collettore — tuttavia — il rettificatore controllato presenta due giunzioni in più. La giunzione di controllo può essere considerata alla stessa stregua della giunzione di collettore nel transistore «n-p-n», alla quale segue la giunzione anodica, che corrisponde ad un altro emettitore, nel caso del transistore di tipo «p-n-p».

collegato al circuito elettrico esterno. Questa base — d'altro canto — è identica al collettore per quanto riguarda il transistore di tipo «n-p-n». Analogamente, lo strato di controllo può essere considerato alla stessa stregua di un collegamento interno della base del transistore «n-p-n» al collettore del transistore «p-n-p»

L'analogia con i transistori, così come è stata illustrata alla figura 4, rappresenta un valido aiuto agli effetti della rappre-

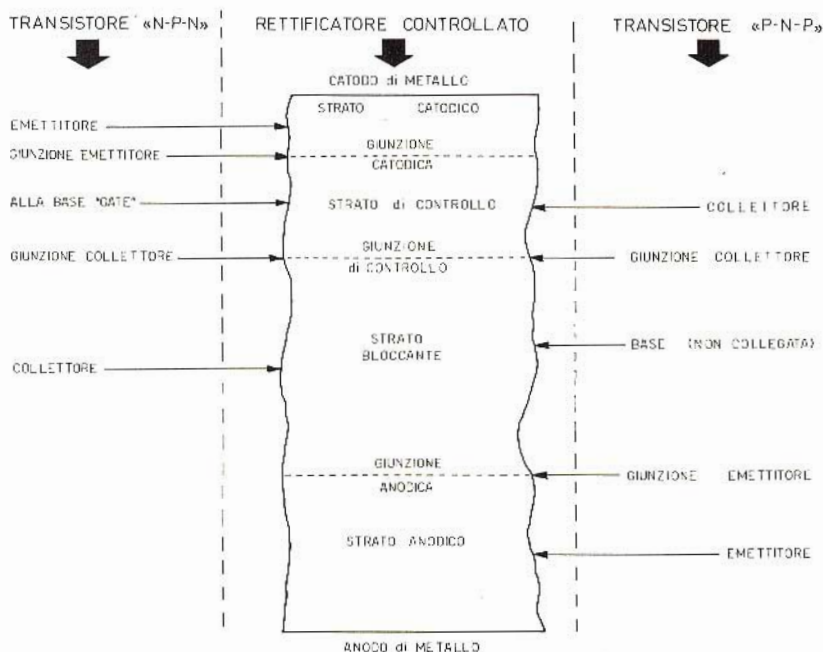



Fig. 4 - Rappresentazione schematica delle parti che costituiscono un rettificatore controllato, e confronto diretto con le parti che costituiscono tipi equivalenti (in teoria) di transistori del tipo « n-p-n » del lato sinistro, e del tipo « p-n-p » dal lato destro.

Di conseguenza, la giunzione di controllo non è altro che una giunzione a due vie ed a doppia funzione, che si trova esattamente di fronte a due giunzioni di emettitore.

Come si osserva alla citata figura 4, il transistore analogo di tipo «n-p-n», rappresentato a sinistra, è controllato dalla corrente di base fornita dall'elettrodo di controllo. Tuttavia, il transistore analogo di tipo «p-n-p», rappresentato a destra, presenta uno strato di base che non è

sentazione visiva di alcuni aspetti del funzionamento del rettificatore. Le suddette analogie non possono naturalmente spiegare a fondo il funzionamento effettivo del rettificatore controllato, in quanto il flusso simultaneo di portatori che si spostano contro corrente nel medesimo spazio (corrispondente ai due sensi di scorrimento opposti nei transistori separati) determina appunto una caratteristica particolare di comportamento da parte del rettificatore munito di elettrodo di controllo.

Proprietà delle giunzioni

Il modo con il quale gli strati di controllo ed anodico di tipo «p» vengono diffusi nella struttura cristallina per formare, con il materiale originale di tipo «n» dello strato di bloccaggio, le giunzioni di controllo e di anodo, è analogo a quello col quale viene ottenuta la giunzione tipica del rettificatore controllato. Infatti, se ci riferiamo a quanto già detto a suo tempo, in uno dei precedenti articoli sull'argomento, è assai facile comprendere quanto stiamo per dire in riferimento alla **figura 5,** che illustra mediante un diagramma il grado di concentrazione delle impurità nella sezione trasversale completa (vale a dire tra anodo e catodo) del cristallo di un rettificatore controllato. La linea orizzontale corrispondente allo zero rappresenta un grado bilanciato di concentrazione delle impurità (corrispondente ad un numero eguale ed opposto di elementi accettori e donatori). La direzione verticale verso l'alto rappresenta il materiale di tipo «p», mentre quella rivolta verso il basso rappresenta il materiale di tipo «n». In questa figura — quindi — viene ripetuto il diagramma di concentrazione delle impurità a suo tempo considerato, ad eccezione del fatto che questo grafico viene costruito simmetricamente intorno al piano centrale del cristallo (rappresentato dalla linea verticale punteggiata).

Dal lato sinistro, la penetrazione delle impurità di tipo «p» (ossia degli elementi accettori) dalla superficie del cristallo verso il piano centrale, si verifica in modo indisturbato. Dal lato destro, il grado di concentrazione delle impurità di tipo accettore è illustrato tramite una linea tratteggiata, simmetrica alla distribuzione sul lato sinistro. In aggiunta, per la diffusione delle impurità di tipo donatore, che costituisce lo strato catodico, è illustrata una concentrazione elevata di impurità di tipo negativo, tramite una linea in tratto continuo.

Fig. 5 - Diagramma illustrante il grado di concentrazione delle impurità (in senso verticale) in funzione dello spessore del cristallo (rappresentato orizzontalmente). Verso l'alto, si ha la rappresentazione del grado di concentrazione delle impurità di tipo accettore. Verso il basso è invece rappresentato il grado di concentrazione delle impurità di tipo donatore. La linea tratteggiata orizzontale rappresenta il grado di concentrazione originale delle impurità nel cristallo al suo stato naturale. La curva in tratto continuo a sinistra del centro e quella simmetrica (in neretto tratteggiato) di destra rappresentano la prima diffusione delle impurità di tipo « p ». La curva in tratto nero continuo rivolta verso il basso dal lato destro rappresenta infine il grado di concentrazione delle impurità dovuto alla seconda diffusione).

I gradi di concentrazione delle diverse impurità vengono rappresentati dalle sigle C_1, C_2 e C_3. La concentrazione basilare delle impurità del tipo «n», C_1, diretta verso il basso a partire dalla linea «zero», è illustrata sotto forma di una linea tratteggiata orizzontale attraverso l'intero cristallo. Il grado di concentrazione C_2 (rivolto verso l'alto) è dovuto alla prima diffusione delle impurità di tipo «p» internamente al cristallo a strati. In corrispondenza della giunzione anodica a sinistra, e della giunzione di controllo a destra (indicate da linee punteggiate), i due gradi di concentrazione sono opposti ed eguali, e determinano quindi una polarità pari a zero.

Il terzo tipo di impurità, costituito da elementi donatori con grado di concentrazione C_3, viene diffuso a partire dalla superficie catodica; la giunzione di catodo (rappresentata da una linea punteggiata verticale, dal lato destro) si trova sul piano in corrispondenza del quale la somma dei tre gradi di concentrazione delle impurità, C_1, C_2 e C_3, si compensano per produrre una polarità zero. La concentrazione totale delle impurità, nelle vicinanze della giunzione di catodo, è assai elevata; oltre a ciò, il livello di concentrazione delle impurità varia notevolmente entro una brevissima distanza.

Qualità delle giunzioni

A questo punto, è bene comprendere perfettamente che la figura 5 rappresenta semplicemente un disegno schematico, in quanto i valori effettivi di concentrazione delle impurità variano entro valori assai numerosi di ampiezza, per cui è numericamente impossibile rappresentarli correttamente in un unico disegno.

Tuttavia, è esatto affermare che lo strato di bloccaggio presenta un grado di concentrazione delle impurità che rimane praticamente inalterato. Le giunzioni di anodo e di controllo sono peraltro sistemate in zone a basso grado di concentrazione delle impurità; lo strato anodico, che si trova verso la superficie dell'anodo del cristallo, presenta un alto grado di concentrazione delle impurità, per cui la conduttività (che si verifica solo mediante spostamento di cavità) è assai elevata, a causa del contatto diretto mediante brasatura del metallo, sostanzialmente di tipo «p».

In corrispondenza della giunzione di catodo, il grado di concentrazione delle impurità di entrambe le polarità è elevato. Di conseguenza, dal momento che la giunzione (sebbene presenti la polarità residua appropriata pari a zero) presenta un alto grado di drogaggio, essa determina una corrente inversa di saturazione di notevole intensità, e non è quindi in grado di bloccare una tensione di valore elevato. Inoltre, a causa del notevole e ripido aumento del grado di concentrazione delle impurità, la giunzione di catodo agisce come un efficiente iniettore di portatori minoritari nello strato di controllo.

In prossimità della giunzione di catodo, il cristallo è talmente ricco di impurità del tipo «n», da consentire una notevole conduttività di elettroni liberi, il che rappresenta a sua volta una caratteristica assai vantaggiosa agli effetti del passaggio di una corrente di notevole intensità nel collegamento metallico.

La probabilità che accadano collisioni aeree aumenta ogni giorno, ma nei vari paesi le autorità responsabili non hanno ancora affrontato con sufficiente energia il problema.
Anche negli Stati Uniti, che notoriamente hanno il traffico aereo più intenso i fondi stanziati non sono ritenuti sufficienti, benchè la Federation Aviation Administration preveda quest'anno di spendere circa cinquantaquattro milioni di dollari per attrezzature varie e per controlli automatici a distanza e in prossimità degli aeroporti.
Proprio questa primavera entra in funzione a New York un nuovo impianto centralizzato per il controllo del traffico aereo in tutta l'area, che comprende diversi aeroporti principali e secondari. Il problema maggiore rimane sempre quello di controllare l'altitudine, ma questo non è stato ancora completamente risolto. Altro problema grave è quello di controllare il traffico aereo privato che aumenta di anno in anno in maniera preoccupante.

I SISTEMI DI COMMUTAZIONE DEI MOTORINI PASSO - PASSO

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Il motore passo-passo, come il suo nome indica, è un motore dove la rotazione si fa per valori discreti, in maniera discontinua. A un comando di marcia, il motore risponderà con il movimento di un passo.
Noi vogliamo studiare qui, oltre il circuito di controllo che riceve il comando e distribuisce la corrente al motore, la natura e l'ordine di marcia.

I - Circuito di controllo

È necessario prima di tutto rammentare il principio del motore passo-passo: ne esistono due.

a) Motore a magnete permanente

Il rotore è costituito da un magnete permanente a campo radiale. Lo statore è un pacco di lamierini molto simile a quello dei motori classici, sui quali sono avvolte quattro fasi identiche i cui assi sono a 90° gli uni dagli altri. Quando una delle fasi è alimentata in corrente continua, il campo rotore e il campo statore si allineano. Durante la commutazione della corrente da questa fase alla seguente, spostata di 90°, il rotore gira e s'allinea sull'asse di questa seconda fase.

b) Motore a riluttanza variabile

Il rotore è in acciaio dolce e porta 8 espansioni polari. La sua forma può essere paragonata a quella di un pignone a 8 denti.

Lo statore è un pacco di lamierini simile a quello del motore a magnete permanente, mentre l'avvolgimento è composto da 12 bobine identiche, ripartite sulla periferia, raggruppate per quattro, formando così tre fasi distinte.

Quando una fase è alimentata, il rotore si dispone in modo che il flusso abbia un massimo di tragitto da percorrere nel ferro.

Si vede che, per questi tipi di motore, a tre o quattro fasi, una fase e una sola deve essere alimentata a un istante stabilito.

Le eccezioni a queste regole d'alimentazione non entrano nel quadro di questo studio e saranno trattate in un prossimo articolo.

L'alimentazione viene fatta a 28 V c.c.

Il ruolo del circuito di controllo è, alla ricezione dell'ordine di comando, di commutare la corrente da una fase alla seguente. Si capisce che, in queste condi-

zioni, l'intensità di corrente assorbita dal motore sarà uguale al quoziente della tensione per la resistenza di una fase, questo, trascurando gli eventuali transistor di corrente. La sequenza di commutazione è troppo elevata per utilizzare un commutatore meccanico, si deve perciò ricorrere all'elettronica.

Il circuito di controllo è dunque un commutatore a tre o a quattro direzioni. È concepito sul principio del contatore

Esistono più tipi di circuiti di controllo a seconda de:

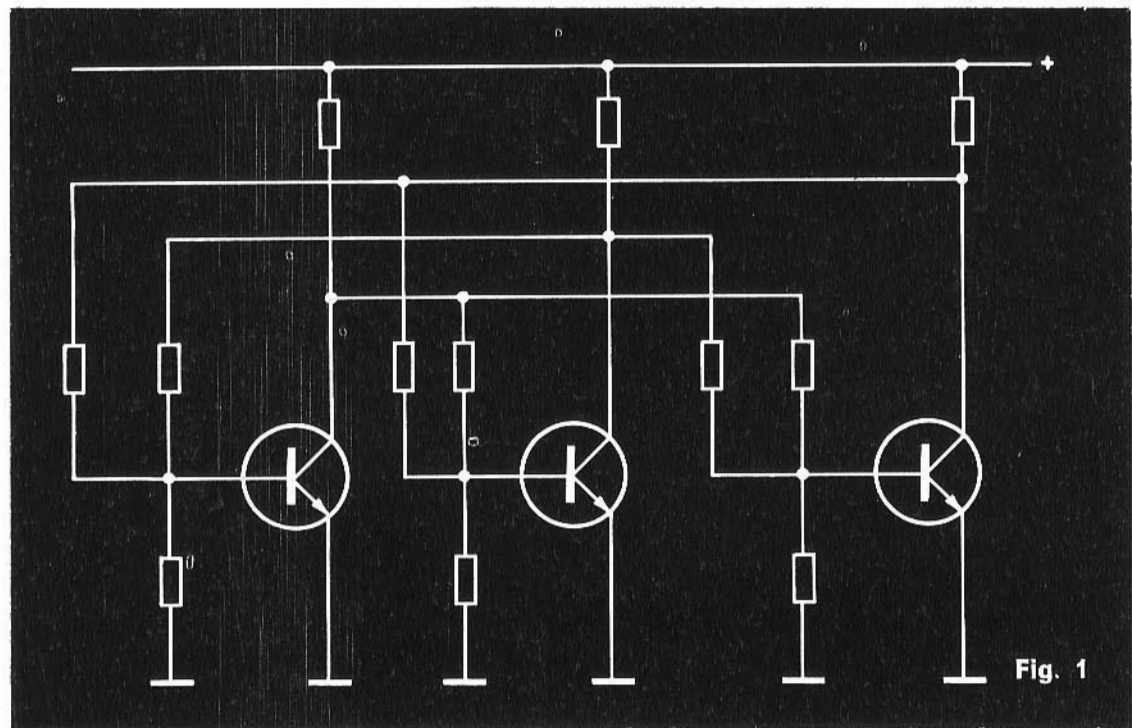
1 - il numero delle fasi: 3 o 4

2 - l'intensità richiesta per il motore

3 - la cadenza massima di funzionamento

4 - la temperatura ambiente.

Di fatto queste condizioni definiscono tre generi di circuiti di controllo:

Fig. 1

analogico. L'ordine di commutazione è dato da un impulso che, diretto convenientemente dalle porte a diodi ha il doppio ruolo di far condurre la fase seguente e di bloccare la fase che ha condotto finora. È chiaro che si devono definire due ordini di commutazione che corrispondono per il motore, ai due sensi di marcia. Così il circuito di controllo possiede due entrate d'impulso, ciascuna di essere corrispondenti ad un senso di rotazione.

Per maggior comodità noi non studieremo che i circuiti di controllo a tre fasi, quelli a quattro fasi si possono facilmente dedurre da questi.

1) **Circuiti di controllo a transistor**

I controllori a transistor si decompongono in due parti:

a) **Stadio di commutazione**

Esso è composto da un tristabile, come a dire il principio di un bistabile (flipflop) esteso a tre transistor.

A ogni istante due transistor sono conduttori e uno è interdetto. La polarizzazione di ciascuna delle basi si fa rinviando le tensioni dei collettori degli altri due transistor attraverso delle resistenze (Fig. 1).

Quando si vuole commutare uno dei transistor deve restare conduttore e gli altri due devono cambiare stato. L'impulso di comando viene inviato a quello che si vuol bloccare. I due transistor che devono cambiare stato reagiscono allora come in un flip-flop classico in regime saturato. Se lo stato iniziale è 001 lo stato finale ricercato è 010.

b) **Stadio di potenza**

La parte di potenza ha un doppio ruolo:

1) invertire gli stadi: in sostanza si vuole avere in uscita due fasi bloccate e una conduttrice;

2) permettere la conduzione di corrente richiesta dal motore. Per questo bisogna scegliere dei transistor di potenza adatti.

Siccome il guadagno ottenuto da questo montaggio è molto più grande, si può limitare l'intensità richiesta dallo stadio di commutazione, dunque diminuire il consumo proprio del circuito di controllo.

Per proteggere l'avvolgimento del motore dalle sovratensioni e dalle correnti inverse, si è portati a shuntare queste con dei diodi.

Questi tipi di circuiti di controllo, con una scelta giudiziosa degli elementi costitutivi, possono lavorare in una gamma estesa di temperature (—40°C a —125°C) e con una frequenza di ripetizione elevata.

2) **Circuiti di controllo**

Il principio è totalmente differente.

Si utilizza un calcolatore analogico a tre thyratron al silicio. Un solo thyratron è in stato di conduzione.

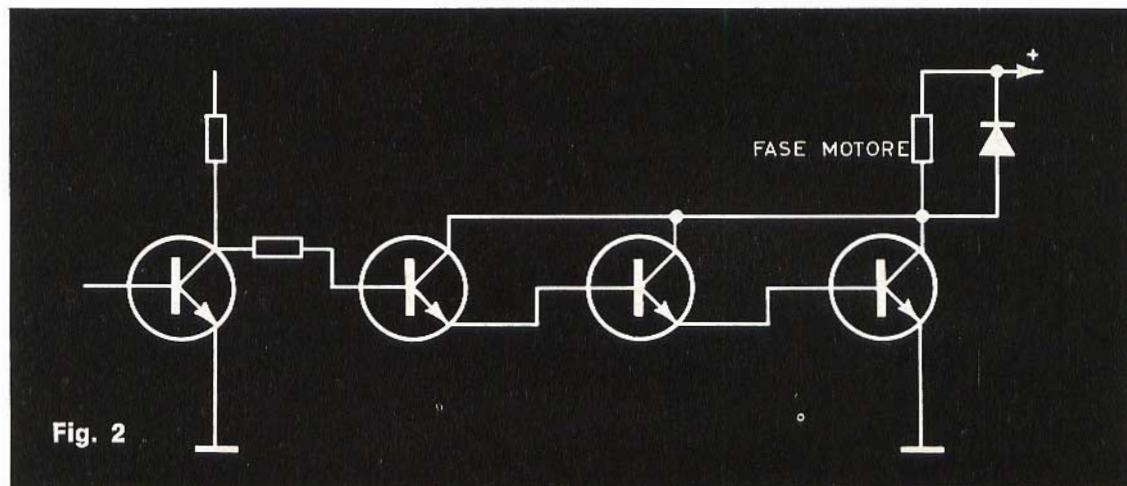



Fig. 2

Il carico del collettore è costituito dalla fase del motore e la sua base è connessa da una resistenza al collettore del transistor di commutazione della fase corrispondente. È un semplice amplificatore a corrente continua.

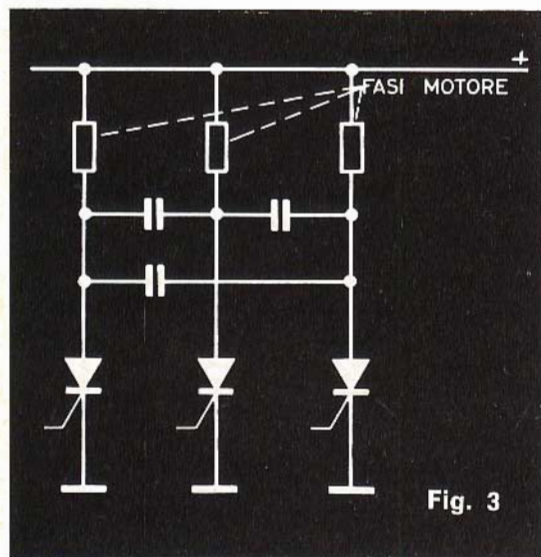
Se la corrente richiesta del motore (I = V/R con V = 28 V corrente continua e R resistenza della fase del motore) è superiore a quella che può fornire l'uscita del transistor, l'amplificatore in corrente continua per ogni fase sarà costituito non più da un transistor, ma da due o tre connessi secondo lo schema Darlington (Fig. 2).

Questo circuito di controllo presenta il vantaggio di non necessitare dello stadio di potenza. Le fasi del motore servono direttamente da carico d'anodo ai thyratron. L'impulso a comando è inviato al thyratron che si vuol far condurre.

L'accensione di questa fase provoca l'estrazione del precedente dalla carica di un condensatore che si dirama tra gli anodi. La scarica di questo condensatore porta la tensione catodo-anodo del thyratron conduttore a un valore inferiore a 0 (Fig. 3).

Questo metodo provoca un tempo di caduta di corrente nella fase del motore che non si può trascurare, dell'ordine di 0,5 a 5 microsecondi, ma questo effetto è molto utile per lo smorzamento del motore.

Questo sistema ha il vantaggio di far condurre sempre la medesima fase alla messa in tensione del sistema.

Fig. 3

Di più questo circuito di controllo ha un consumo proprio nullo. Questi circuiti non possono essere utilizzati che per una gamma di temperatura nettamente meno estesa di quella dei circuiti di controllo a transistor: da 0 a 65 °C in generale, ma essi hanno il vantaggio di poter essere concepiti per tutti i tipi di motore per semplice cambiamento di qualche valore costitutivo e dei thyratron.

3) Circuiti di controllo a thyratron e a transistor

La parte commutazione è assicurata, come nel tipo precedente, da dei thyratron (di piccola potenza), ma questi thyratron comandano uno stadio di potenza a transistor.

Questa commutazione dei thyratron si fa come segue:

011, 101, 110; si vede che lo stadio di potenza non deve essere invertitore.

Questo amplificatore è molto simile a quello utilizzato nel circuito di controllo a transistor. Si può così adattare l'apparecchio a tutti i motori utilizzando l'amplificatore a maggiore o minore guadagno attraverso il montaggio Darlington.

Qualche volta, come nel caso dei controllori a transistor, noi non ne consigliamo l'impiego poichè il prezzo dei transistor di potenza è eccessivo.

Il tempo di caduta di corrente è allora troppo corto poichè la carica dei thyratron di commutazione è puramente resistiva.

Di più, la gamma di temperatura di funzionamento può essere allargata (— 10°C + 85 °C) poiché i thyratron lavorano con corrente d'anodo debole.

Si guardi anche il vantaggio del tipo n. 2: d'aver sempre la conduzione della medesima fase alla messa in tensione, ma, e di più, le possibilità in frequenza di questi apparecchi sono molto estese.

Esiste un altro tipo di circuito di controllo, ma è destinato a casi speciali, per esempio per ottenere un passo di 7,5° con un motore normalmente previsto per 15°. Perciò si alimentano le fasi nell'ordine A, A + B, B, B + C, C, ...

Questa tecnica non è applicabile a certi motori a causa del riscaldamento importante che introduce.

II - L'ordine di comando

Noi abbiamo visto che questo ordine era, per tutti i tipi di circuito di controllo, un impulso. Il comando a impulsi è stato scelto per rispondere ai bisogni dell'industria elettronica che si dirige sempre di più verso il comando digitale.

Le caratteristiche di impulso di comando differiscono secondo i tipi di circuiti di controllo.

1) Il circuito di controllo a transistor

Gli impulsi devono essere negativi, con un'ampiezza da 5 a 15 V, indipendenti dal motore. La larghezza può essere compresa entro 2 e 100 microsecondi. I tempi di salita dell'impulso devono essere inferiori ai microsecondi.

L'impedenza d'entrata del controllore è circa 1000 Ω.

2) Il circuito di controllo a thyratron

Gli impulsi, in questo caso, sono positivi. La loro ampiezza varia da 5 a 20 V a seconda del motore utilizzato.

L'ampiezza dell'impulso può variare da 10 microsecondi al quadrato del segnale. In effetti il segnale si trova derivato nel circuito d'entrata e solo il fronte agisce sul thyratron. Il tempo di salita deve essere inferiore a 0,5 microsecondi, l'impedenza d'entrata è circa 100 Ω.

3) I circuiti di controllo a thyratron e transistor

Gli impulsi sono ancora positivi con ampiezza da 5 a 20 V indipendenti dal motore.

La loro ampiezza può variare da 5 microsecondi al quadrato del segnale, i tempi di salita devono essere, per le stesse ragioni precedenti, ancora inferiori a 0,5 microsecondi.

L'impedenza d'entrata del circuito di controllo è dell'ordine di 600 Ω.

Nei casi in cui gli impulsi che sono a disposizione dell'utilizzatore non hanno l'ampiezza o l'energia sufficiente, è necessario aggiungere al circuito di controllo, un amplificatore di impulsi.

La S.F.M.I. può fornire anche un generatore di impulsi che può comandare tutti i circuiti di controllo descritti.

La frequenza è regolabile nel rapporto di 1 : 100 per mezzo di un potenziometro ed anche in un rapporto un poco più grande se si accetta una commutazione di gamma di frequenza.

Si dispone all'uscita di impulsi positivi e negativi d'ampiezza di 13,5 V (alimentazione 28 V) d'ampiezza variabile da 10 a 100 microsecondi a seconda della frequenza di regolazione. Sono previste delle uscite per permettere sia la programmazione del generatore a decadi classiche, sia il comando colpo per colpo.

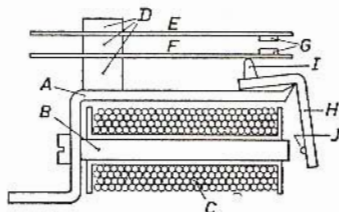
La S.F.M.I. mette a disposizione i suoi tecnici per risolvere problemi particolari che riguardano i motorini passo-passo.

ELETTRONICA INDUSTRIALE

SENSIBILITA' DI UN RELE'

Continuiamo la nostra trattazione sui relè a corrente continua, occupandoci questa volta, della sensibilità e dei fenomeni di chiusura e di apertura dei relè. Per maggior chiarezza riportiamo in questo articolo un esempio pratico riguàrdante il fenomeno di apertura di un relè da 15 kΩ.

La forza con la quale un relè si chiude è determinata dal campo magnetico creato nel circuito magnetico completo composto dal nucleo B, dal supporto A e dall'armatura H di fig. 1. Quando il relè non è più eccitato, fra il nucleo B e l'armatura H, esiste un traferro molto grande e allo stesso tempo la resistenza magnetica è massima.

Fig. 1 - Costruzione generale di un relé. A = staffa di fissaggio in ferro; B = nucleo di ferro; C = avvolgimento; D = materiale isolante per il fissaggio di E e di F; F = molle di contatto; G = puntine di contatto; H = armatura; I = puntina isolante per azionare le molle F; J = puntina in rame per impedire il contatto.

La forza magnetica che deve attirare l'armatura è determinata dal numero di spire della bobina C e dall'intensità di corrente in ampere che attraversa queste spire; questa viene normalmente chiamata ampere-spire.

A causa della presenza del traferro elevato, questo numero di ampere-spire può essere molto elevato purché il relè sia chiuso. Quindi siccome il relè è chiuso, la resistenza magnetica diventa più bassa, a causa della soppressione quasi completa del traferro e la corrente necessaria per mantenere il relè chiuso è molto più bassa.

Inoltre si può stabilire che la forza necessaria per attirare il nucleo B e l'armatura H è proporzionale al quadrato della distanza (intraferro), mentre la forza con la quale l'armatura deve spostare le molle sarà un poco più lineare.

La forza magnetica necessaria per chiudere un certo relè è principalmente determinata dal fattore meccanico, dal numero delle molle di contatto, dal meccanismo di chiusura dell'armatura H e infine dall'e-

ventuale presenza di una molla che deve impedire la vibrazione di questa armatura.

Il numero di ampere-spire necessario, determina dunque la sensibilità del relè. In ogni caso è raccomandabile utilizzare quasi tutto lo spazio disponibile per la bobina C sul nucleo, in modo da ottenere la sensibilità massima. Un avvolgimento preciso e regolare della bobina è dunque molto importante per ottenere un basso numero di ampere-spire. Per gli avvolgimenti, si utilizza del filo di rame smaltato, la cui sezione isolante è minima e dà quindi un coefficiente di riempimento massimo. Come si può vedere, in alcuni casi, è necessario disporre di una corrente determinata per chiudere il relè. Si deve sapere che la corrente che viene normalmente impiegata per comandare un relè deve essere più elevata della corrente minima necessaria per garantire ad ogni istante una buona chiusura e anche a una buona velocità. I relè normali a due contatti di inversione hanno una corrente di 160-200 ampere-spire (per esempio 40.000 spire e 4 mA).

Gli avvolgimenti presentano una certa resistenza ohmica (che dipende dalla sezione del filo) e di conseguenza si produrrà una certa caduta di tensione per la corrente che attraversa l'avvolgimento per la chiusura del relè; questo determina d'altra parte la tensione che deve essere applicata al relè per la chiusura.

Quando si realizza un avvolgimento con poche spire di filo di sezione elevata, la tensione sarà bassa mentre al contrario sarà alta con un avvolgimento formato da molte spire di filo sottile.

Nel relè si constaterà anche una produzione di calore e si dovrà fare in modo di eliminare questo inconveniente per non danneggiarlo.

Per concludere, ricordiamo che alcuni tipi di relè sono equipaggiati di un avvolgimento anticorrosivo; questo è un avvolgimento supplementare composto da uno o due strati di filo relativamente grosso e collegato a una tensione positiva del montaggio, che protegge l'avvolgimento principale del relè contro i fenomeni di corrosione che danneggiano l'avvolgimento principale in seguito alle influenze atmosferiche.

Fenomeni di chiusura e di apertura dei relè

In fig. 2 viene rappresentato lo schema equivalente di un relè. Su di esso si può vedere una autoinduttanza L la cui freccia indica che non ha un valore costante. In effetti, quando l'armatura è attirata, l'autoinduzione aumenta in seguito alla diminuzione del traferro, il cui valore diventa massimo quando il relè è chiuso. La resistenza R è in serie con questa autoinduttanza e rappresenta la resistenza ohmica dell'avvolgimento. Il condensatore C montato in parallelo sul montaggio serie di R e di L rappresenta la capacità propria della bobina. Questa capacità è composta di un montaggio serie-parallelo delle capacità mutue delle spire. I valori di R, di L e di C differiscono considerevolmente per i diversi tipi di relè, ma si può generalmente dire che la resistenza ohmica R nel circuito accordato, composta da L e da C, è abbastanza grande perché si possa parlare di smorzamento critico e sovracritico. Studieremo ora i fenomeni di apertura e di chiusura di un relè con l'aiuto delle misure effettuate su due tipi di relè.

Il primo tipo è un relè di tipo medio avente 42.000 spire, una resistenza ohmica di 15 kΩ e una sensibilità di 170 ampere-spire, equipaggiato di due contatti d'inversione 220 V - 2 A.

Il secondo relè è del tipo miniatura con resistenza ohmica di 300 Ω, previsto per una alimentazione di 12 V ed equipaggiato di due contatti di inversione per 60 V e 300 mA massimi.

Chiusura del relè di 15 kΩ

A sinistra della fig. 3a è descritto lo schema utilizzato per la misura della

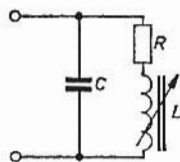
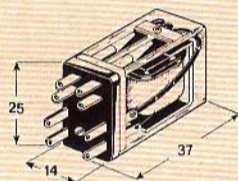
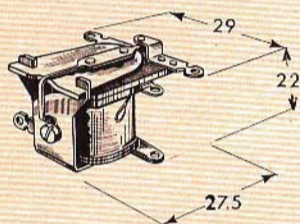
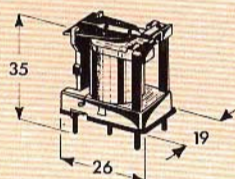



Fig. 2 - Schema elettrico equivalente di un relé. L = autoinduttanza dell'avvolgimento che varia durante l'attrazione. R = resistenza ohmica dell'avvolgimento del relè; C = capacità propria dell'avvolgimento del relè.

Relé miniatura « Amec »

Terminali: con attacchi Faston
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 150 V n.i.
Corrente max sui contatti: 1 A n.i.
Potenza di eccitazione: 0,4 W

	N. originale	Contatti	Vcc	Ω
GR/1550-00	FG 330006	2 scambi	6	80
GR/1560-00	FG 330012	2 »	12	240
GR/1570-00	FG 330024	2 »	24	800

Relé miniatura

Terminali: a saldare
Fissaggio: con due viti 2,6 MA
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 220 Vca
Corrente max sui contatti: 1 A
Potenza di eccitazione: 60 mW

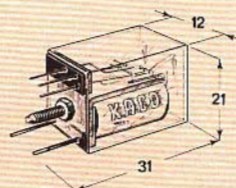
	Contatti	Vcc	Ω
GR/1600-00	1 scambio	6	384
GR/1610-00	1 »	12	2.000
GR/1620-00	1 »	24	6.150

Relé miniatura « RBM »

Terminali: a saldare
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Impiego: per circuiti stampati
Tensione max tra i contatti: 28 Vcc - 115 Vca
Corrente max sui contatti: 1 A
Potenza di eccitazione: 1 W

	N. originale	Contatti	Vcc
GR/1650-00	64 6 V	1 scambio	6
GR/1660-00	64 12 V	1 »	12
GR/1670-00	64 24 V	1 »	24

Relé miniatura «Kaco»

Fissaggio: con dado 2,6 MA
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento placcato oro
Impiego: circuiti transistorizzati
Tensione max tra i contatti: 150 Vcc - 220 Vca
Corrente max sui contatti: 1,5 A
Potenza di eccitazione: 1 scambio 0,25 W - scambi 0,8 W

Contatti	Vcc	Ω	N. originale	
1 scambio	6	115	RA/15	GR/1700-00
1 »	12	300	RA/17	GR/1710-00
2 »	6	53	RA/18	GR/1720-00
2 »	12	170	RA/19	GR/1730-00

Relé miniatura «RBM»

Terminali: a saldare
Fissaggio: a vite
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Impiego: per circuiti in cc
Tensione max tra i contatti: 28 Vcc - 15 Vca
Corrente max sui contatti: 2 A
Potenza di eccitazione: < 0,1 W
C = contatti di scambio

C	Vcc	Ω	Fig.	N. originale	
1	6	510	A	MS 25901	GR/1750-00
1	12	2.025	A	MS 25902	GR/1760-00
1	24	8.100	A	MS 25903	GR/1770-00
2	6	160	B	MS 50901	GR/1780-00
2	12	650	B	MS 50902	GR/1790-00
2	24	2.600	B	MS 50903	GR/1800-00
3	6	100	B	MS 50921	GR/1810-00
3	12	400	B	MS 50922	GR/1820-00
3	24	1.600	B	MS 50923	GR/1830-00

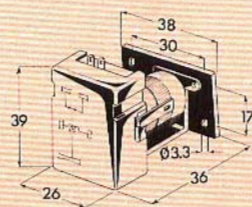



Fig. A

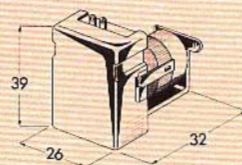
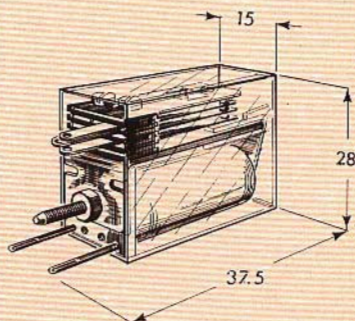



Fig. B

Relé miniatura «Kaco»

Terminali: a saldare
Fissaggio: con dado 2,6 MA
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento placcato oro
Tensione max tra i contatti: 150 Vcc - 250 Vca
Corrente max sui contatti: 5 A
Potenza di eccitazione: 295 mW

Contatti	Vcc	Ω	N. originale	
2 scambi	24	506	RB/23	GR/1850-00
1 »	24	828	RB/24	GR/1860-00
1 »	48	2.950	RB/26	GR/1870-00

corrente che attraversa il relè da 15 kΩ. La corrente che attraversa il relè provoca una caduta di tensione ai capi della resistenza da 1 kΩ e si può riprodurre su un oscilloscopio la variazione della corrente nel punto M sotto forma di una piccola variazione di tensione.

Nella fig. 3a, la corrente che attraversa il relè è riportata in ordinata e il tempo espresso in microsecondi è riportato in ascissa. Il momento di chiusura dell'interruttore S è rappresentato come il momento zero sull'asse delle ascisse e noi vediamo che l'intensità attraverso il relè aumenta progressivamente fino a un valore di 3,5 mA circa, raggiunge 25.000 microsecondi dopo la chiusura. In questo momento l'armatura comincia a spostarsi e l'autoinduzione aumenta, di modo che l'aumento della corrente è minore e che la curva della corrente si abbassa progressivamente verso il basso. Il periodo di 25.000 microsecondi segna ugualmente il momento in cui il contatto inferiore del contatto d'inversione è aperto (punto di misura M_2).

Dopo 40.000 microsecondi, l'armatura è attirata completamente, ciò significa che il contatto di lavoro (punto di misura M_1) è chiuso.

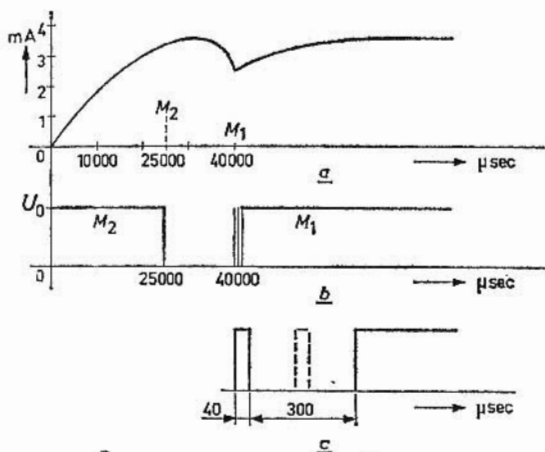



Fig. 3 - Il fenomeno di chiusura di un relè da 15 kΩ. a) L'aumento della corrente nell'avvolgimento durante la chiusura; b) il fenomeno di contatto per un contatto di lavoro e un contatto di rottura; c) stesso fenomeno del punto b ma rappresentato con la scala ingrandita.

La corrente che attraversa il relè aumenta allora fino a un valore massimo leggermente inferiore a 4 mA. Si vede dunque, in fig. 3a, che sono necessari 25.000 microsecondi perché l'armatura venga attirata; poco tempo dopo, il campo è completamente stabilito e la corrente che attraversa il relè si è stabilizzata. In questo periodo una parte dell'energia applicata è trasformata in calore dalla resistenza dell'avvolgimento, ma un'altra parte passa allo stabilimento del campo magnetico, che è liberato dall'apertura del relè, come vedremo più avanti. Vediamo più da vicino ciò che produce un contatto di lavoro. In fig. 3b si può vedere che il contatto è chiuso a 40.000 μs, ma questo non si produce immediatamente.

In fig. 3c, si è rappresentato ancora una volta lo stesso fenomeno ma con una scala dei tempi maggiore; noi constatiamo che in questo momento (dunque 40.000 μs dopo l'apertura del relè) il contatto del punto di misura M_1 è ben chiuso, ma questo contatto è di nuovo interrotto dopo 40 μs per non chiudersi definitivamente che dopo qualche centinaio di microsecondi.

Con alcuni particolari contatti si noterà che questa chiusura momentanea si produce anche a diverse riprese, anche 15 volte, dopo che il contatto è definitivamente chiuso.

Questo fenomeno è provocato dal fatto che l'armatura si chiude con una tale velocità e, di conseguenza, il contatto inversore A (vedere fig. 5 pag. 650 di Selezione N. 4) batte così rapidamente contro il contatto superiore C, che questo rimbalza e dunque si riapre dopo il primo breve periodo di contatto; in questo modo il contatto non si ristabilisce che al ritorno. La frequenza con la quale questo contatto vibrerà alternativamente prima di essere definitivamente chiuso dipende da un grande numero di fattori, fra i quali la elasticità del materiale, la concentrazione di massa alla estremità della molla, uno smorzamento eventuale di quest'ultimo e la durata delle puntine di contatto. Questa vibrazione si produce sempre in certe proporzioni ed esplica il fatto che alla chiusura di un carico induttivo, una piccola scintilla sia perfettamente visibile nel punto di contatto.

STORIA DELLA TVC

raccontata da W. Bruch inventore del sistema PAL

TELEVISIONE A COLORI

V Parte

Con questa parte termina la descrizione sommaria dei tre sistemi di trasmissione di immagini a colori attualmente in funzione. In questa rubrica verranno trattati in seguito più dettagliatamente i problemi caratteristici della TVC.

Come abbiamo già ampiamente illustrato, il sistema PAL per compensare gli errori di fase impiega una linea di ritardo la quale trattiene l'informazione del colore di una data riga per un tempo di 64 μs e di conseguenza all'inizio della scansione della riga successiva il ricevitore può disporre e confrontare tra di loro contemporaneamente le informazioni di due righe. Anche l'occhio umano a causa della sua inerzia può fare la stessa funzione della linea di ritardo. In effetti il sistema di trasmissione di immagini (televisione) ed anche il cinema si basano su questa incapacità che ha l'occhio umano di « dimenticare » una data immagine non appena sia sparito lo stimolo di questa sulla retina. È la famosa « persistenza delle immagini ».

Sempre per questa sua caratteristica l'occhio non riesce a distinguere stando ad una certa distanza due sottili striscie differentemente colorate poste l'una accanto all'altra. Ciò che esso vedrà saranno non i colori delle singole strisciette ma il colore risultante dalla mescolazione additiva dei due colori. La stessa cosa si verifica se al posto di avere due strisciette **fisse,** si hanno due righe diversamente colorate tracciate l'una dopo l'altra velocemente su uno schermo.

Quest'ultimo caso è quello che a noi interessa in quanto non è altro che il sistema usato per riprodurre un'immagine sullo schermo del cinescopio del televisore. Se, per esempio, la prima riga è rossa e quella successiva è verde, l'occhio non vedrà nè il rosso nè il verde bensì una striscietta gialla. Ed il giallo noi sappiamo che è il colore risultante della mescolazione additiva del rosso con il verde.

Queste considerazioni portarono W. Bruch alla realizzazione del suo PAL **semplice** che in pratica non è stato adottato, ma che noi descriveremo brevemente in quanto anch'esso fa « Storia ».

Se nel sistema PAL precedentemente descritto eliminiamo la linea di ritardo, succederà che, sempre supponendo l'avvenuta variazione della fase del segnale di crominanza, una riga apparirà con un colore sbagliato e quella successiva con

un colore sbagliato in direzione « complementare ». Pertanto, supponendo che il colore trasmesso sia stato un porpora, l'alterazione della fase del segnale di crominanza farà apparire **una riga** rossastra e **quella successiva** bluastra. L'occhio mescolerà il rosso con il blu e vedrà di nuovo il porpora.

Ovviamente questo semplice meccanismo di compensazione degli errori di fase a cui il segnale di crominanza può andare incontro nel tragitto trasmettitore e ricevitore può verificarsi solo se la variazione di fase non è eccessiva.

Un ricevitore TVC funzionante secondo il principio del PAL semplice si differenzia da un analogo ricevitore TVC funzionante secondo il principio dell'NTSC solo per avere il commutatore che provvede a **ribaltare** l'asse di modulazione del segnale I' (e cioè da $-F_{I'}$ $+F_{I}$) (fig. 24).

Per poter fare questa commutazione si impiega un circuito a diodi identico a quello usato in trasmissione. La portante rigenerata nel ricevitore (portante di riferimento) viene applicata ad un trasformatore con il secondario in bifilare con presa centrale a massa. In questa maniera alle estremità libere del secondario saranno presenti segnali della portante di riferimento sfasati l'uno rispetto all'altro di 180°. Il commutatore a diodi provvederà ad inettare nel demodulatore sincrono del segnale I', in perfetto sincronismo ora l'uno ora l'altro segnale del secondario in maniera da annullare il ribaltamento dell'asse di modulazione del segnale I' avvenuto in trasmissione. La tensione che farà condurre ora l'uno ora l'altro diodo potrà essere ricavata da un oscillatore bistabile pilotato in frequenza da un impulso di ritorno di riga e sincronizzato da uno speciale impulso di identificazione ricavato all'uscita del comparatore della fase del burst e della portante rigenerata. Questi impulsi di identificazione servono ad identificare la riga nella quale deve essere ribaltata la componente in quadratura $F_{I'}$. Sappiamo infatti che nel sistema PAL, ad una riga in cui si trova il segnale di crominanza con modulazione in quadratura NTSC, segue una riga con modulazione in quadratura PAL dove appunto viene trasmessa non la componente in quadratura $+F_{I'}$ bensì $-F_{I'}$.

Per rendere un ricevitore siffatto capace di ricevere trasmissioni NTSC, basta semplicemente bloccare il bistabile.

Questo PAL semplice dà buoni risultati fintantochè gli errori di fase sono inferiori a 25°. Entro questi limiti si ha una soddisfacente compensazione degli errori di fase. Quando invece gli errori di fase superano questo valore allora queste righe diversamente colorate « si vedono » anche perché in genere a questa notevole differenza di colore è associato anche un diverso valore di luminosità. I colori più facilmente soggetti a questo inconveniente sono il ciano ed il giallo. In questi casi, appare una « struttura a righe » la quale a causa del sistema interlacciato tende a spostarsi lentamente su e giù per il quadro. Questo « effetto persiana » o « barre di Hannover » può essere preso anche come indice di perfetta sintonia-fine del ricevitore in quanto quando il ricevitore è ben sintonizzato queste barre si vedono pochissimo.

L'ULTIMO PAL

Quando l'autore scrisse questo articolo si stavano sperimentando alcune modifiche a cui accenneremo brevemente e di cui non si è tenuto conto nella descrizione precedente.

Segnali differenza di colore naturali

Abbiamo, per esempio, sempre parlato di assi di modulazione dei segnali differenza di colore I' e Q'. Inizialmente furono usati nel sistema PAL questi segnali in quanto a causa dei continui confronti con il sistema NTSC era più facile poter passare da un sistema di trasmissione all'altro.

Attualmente il sistema PAL modula le portanti in quadratura con i veri e più semplici da ottenere segnali differenza di colore R' - Y' e B' - Y'. A differenza dei segnali I' e Q', i segnali differenza di colore R' - Y' e B' - Y' vengono trasmessi entrambi con la stessa banda passante. Ciò per il fatto che con il PAL, a differenza dell'NTSC, non si verifica il **cross-color** quando si passa da un colore ad un altro. Queste interferenze di un colore sull'altro sono chiamate anche « errori di qua-

dratura ». La commutazione del senso di rotazione del cerchio del colore significa infatti dal punto di vista fisico, una commutazione del senso di rotazione delle bande laterali. Ciò ha per conseguenza di scambiare nel ricevitore ogni seconda riga la banda laterale tagliata o limitata con quella distorta. L'effettuazione della media delle informazioni di due righe successive consente al ricevitore di lavorare come se ad esso pervenissero due bande laterali complete ma con energia leggermente ridotta. In queste condizioni il cross-color è impossibile.

Fig. 24 - Decodificatore per il PAL semplice.

Questa insensibilità del sistema nei confronti degli errori dovuti alle bande laterali non solo porta vantaggi nel caso di condizioni di propagazione anormali ma rende anche non critica la taratura dell'amplificatore della F.I. e del segnale di crominanza del ricevitore.

Frequenza della portante del colore

Nel PAL la relazione esistente tra la frequenza della portante del colore e la frequenza di riga è diversa dall'analoga relazione nell'NTSC. Ciò come abbiamo visto, è dovuto all'inversione di fase ogni seconda riga della componente in quadratura modulata dal segnale R' - Y'.

La frequenza della portante del colore viene scelta nel PAL in maniera da corrispondere ad un multiplo dispari di 1/4 della frequenza di riga (nell'NTSC corrisponde invece ad un multiplo dispari di 1/2 della frequenza di riga). Oltre a ciò, viene introdotto un artificio che rende pressoché invisibile l'effetto « collana di perle », viene infatti aggiunto ancora uno spostamento di 1/2 punto di raster per quadro (25 Hz). Anche nel PAL, come nell'NTSC le righe spettrali del colore vengono a cadere tra le righe spettrali della luminanza

con la differenza che nel caso del PAL non cadono proprio nel mezzo del «buco».

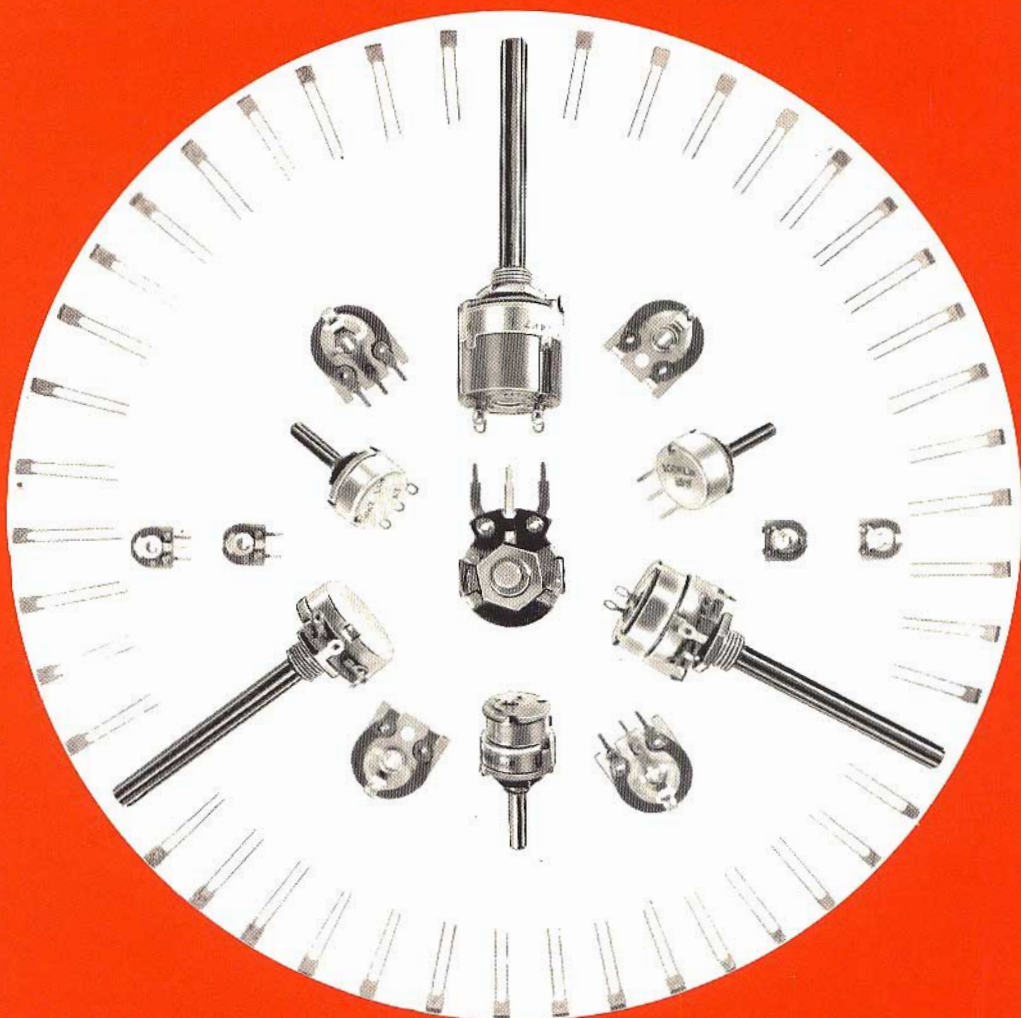
Burst alternato

Abbiamo visto a che cosa servono i segnali di identificazione. Originariamente essi venivano trasmessi durante il tempo in spegnimento di quadro, per cui la sincronizzazione del commutatore della fase della portante rigenerata iniettata nel demodulatore sincrono del segnale R' - Y' avveniva soltanto ad ogni semiquadro. In questo caso il segnale del burst manteneva la sua fase (180° rispetto alla componente in quadratura modulata dal segnale B' - Y') inalterata per tutte le righe di scansione. Un'ulteriore semplificazione si ebbe quando il segnale di identificazione venne associato al burst. Secondo questa nuova idea il burst non manteneva la sua fase invariata per tutte le righe. Nella riga con modulazione NTSC faceva un angolo di 135° mentre nella riga con modulazione PAL faceva un angolo di 225°, prendendo come fase di 0° la fase della componente in quadratura del B' - Y. **Questa alternazione** della fase del burst si traduceva in ricezione in un segnalino che veniva ricavato all'uscita del comparatore di fase e successivamente inviato a sincronizzare il flip-flop commutatore.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL SECAM

Abbiamo visto che l'informazione del colore che perviene al ricevitore può essere rappresentata mediante un vettore definito a sua volta da due coordinate. Dal punto di vista fisico il vettore rappresenta il segnale di crominanza mentre le due coordinate rappresentano le componenti in quadratura che lo formano. Queste componenti in quadratura non sono altro che le « portanti » a 4,43 Hz modulate in ampiezza dai segnali differenza di colore del rosso (R' - Y') e del blu (B' - Y'). Nel sistema NTSC, i segnali differenza di colore, grazie alla modulazione in quadratura vengono trasmessi **contemporaneamente.** In linea di principio nulla vieta di trasmetterli sequenzialmente e cioè **uno dopo l'altro** purché nel ricevitore sia presente un dispositivo immagazzinatore (linea di ritardo) che trattenga il segnale differenza di colore precedentemente trasmesso, per un periodo di 64 μs in modo da presentarlo poi nell'istante in cui, una riga più tardi, arriva l'altro segnale differenza di colore. La comtemporanea presenza nel ricevitore dei due segnali differenza di colore (R' - Y') e (B' - Y') è richiesta sia nell'NTSC (e quindi nel PAL) sia nel SECAM in quanto tutti questi sistemi impiegano il cinescopio a maschera forata, il quale per funzionare ha bisogno della presenza contemporanea di tutti e tre i segnali dei colori primari.

Fig. 25 - Trasmissione sequenziale dei segnali differenza di colore (R'—Y') (B'—Y') nel SECAM e riottenimento dei canali (B'—Y') e (R'—Y') dopo il ritardo e commutazione incrociata.

L'idea di poter trasmettere in una riga supponiamo solo il segnale (R' — Y') e in quella successiva solo il segnale (B' — Y') scaturì nella mente di **H. de France**, inventore di questo sistema per il fatto che in pratica l'informazione (colore + luminanza) di due righe contingue è pressochè uguale: il contenuto cioè di una riga è pressochè identico al contenuto della successiva riga di scansione. In ricezione, il segnale differenza di colore mancante dall'informazione di una data

riga poteva quindi essere prelevato all'uscita di una linea di ritardo la quale avendo trattenuto per la durata della scansione di una riga l'informazione precedentemente trasmessa, era in grado ora di fornire l'altro segnale differenza di colore mancante. Conclusione: ad ogni riga viene trasmessa una sola informazione, un solo segnale differenza di colore (R' — Y' oppure B' — Y') e di conseguenza può es-

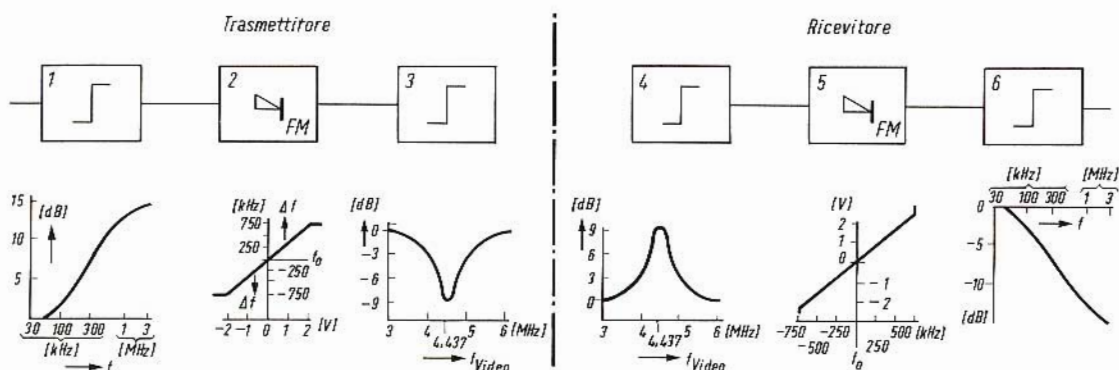



Fig. 26 - Caratteristiche principali del sistema SECAM.
Trasmettitore: 1 - Esaltazione delle frequenze elevate (pre-enfasi) dei segnali differenza di colore in bassa frequenza. **2** - Modulazione di frequenza, frequenza centrale $f_c = 4{,}437$ MHz — deviazione $\Delta f_{max} = \pm 750$ kHz. **3** - Modulazione di ampiezza in funzione della frequenza, effettuata dal circuito di assorbimento. (Non è indicata in questo schema la sezione che provvede ad eliminare il cross-color).
Ricevitore: 4 - Correzione dell'ampiezza (processo inverso al 3). **5** - Demodulatore FM. **6** - Attenuazione degli alti (de-emfasi), processo inverso al N. 1.

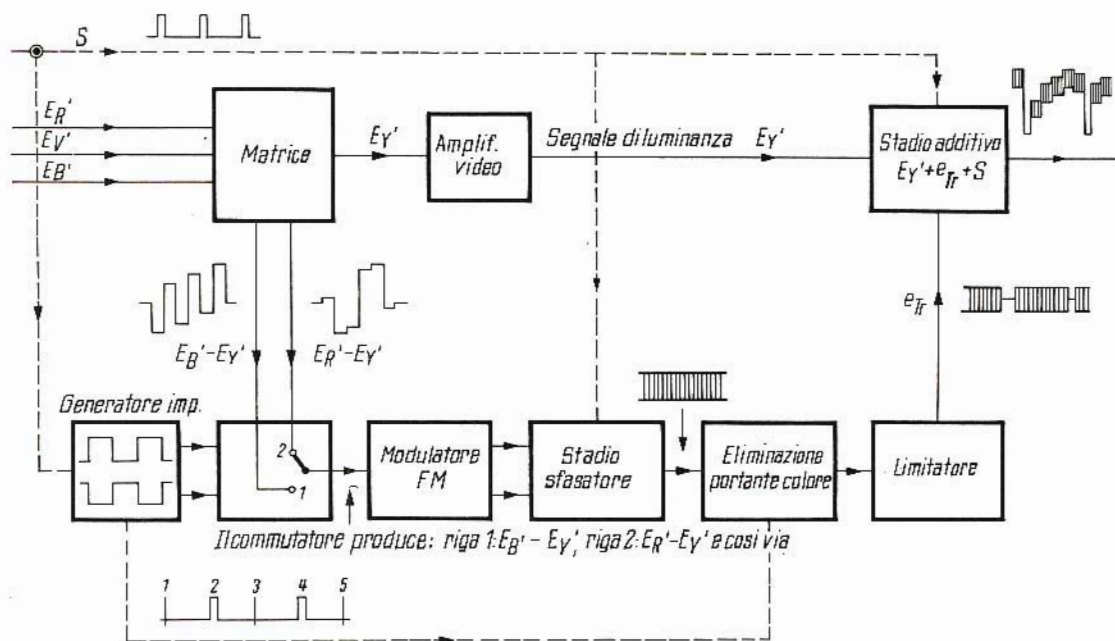



Fig. 27 - Principio di funzionamento di un codificatore SECAM. Non figurano per semplicità i circuiti indicati in fig. 26.

sere eliminata di colpo la complicata tecnica della modulazione in quadratura.

Possiamo dire che la sequenza logica delle varianti introdotte dal PAL e dal SECAM rispetto all'originario NTSC è la

zione di frequenza non può essere affetto in nessun modo dagli errori di fase caratteristici dell'NTSC. Gli errori di fase del segnale di crominanza sono dovuti esclusivamente al sistema di trasmissione mediante modulazione in quadratura.

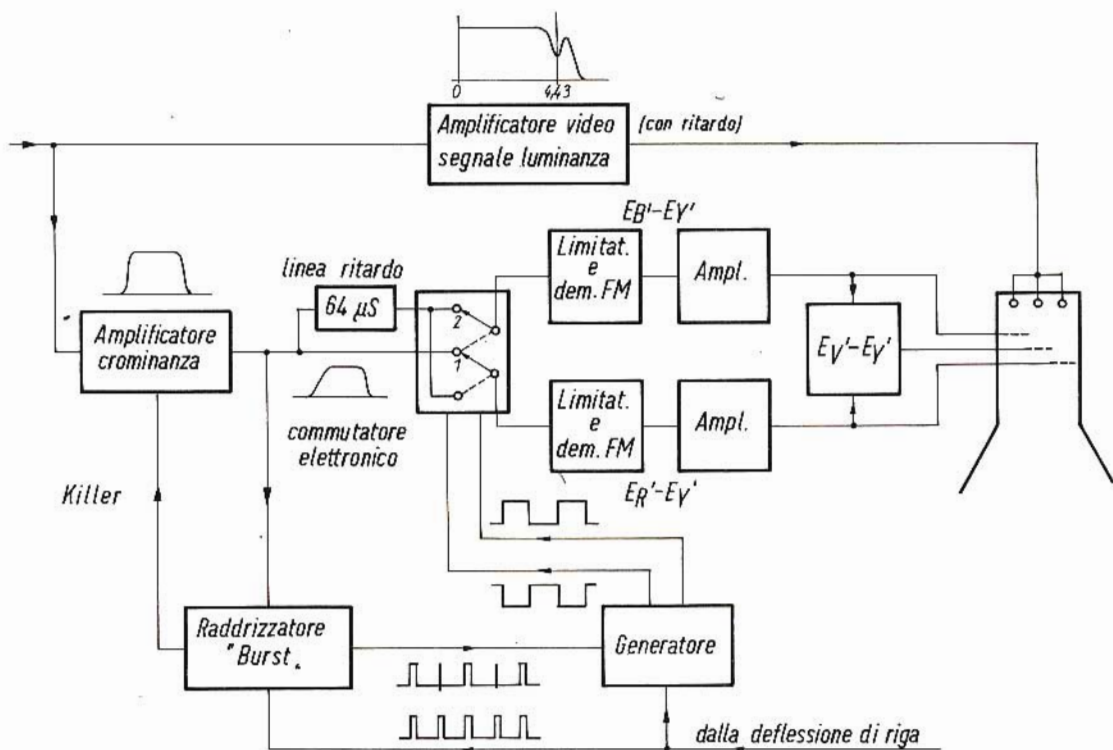



Fig. 28 - Principio di funzionamento di un decodificatore SECAM. Per semplicità non sono indicati i circuiti del punto 4 di fig. 26.

seguente: il PAL comincia a fare la media delle informazioni di colore **complete** contenute in due righe successive. Il SECAM fa invece la media di due informazioni di colore **parziali** contenute in due righe successive. Pertanto, per trasmettere **un colore**, il sistema sequenziale ha bisogno dell'informazione contenuta in due righe successive (fig. 25).

La portante del colore risulta quindi modulata nel SECAM, durante la trasmissione di una riga, con un solo segnale e per questo motivo non c'è ragione per non usare la **modulazione di frequenza.** Ovviamente, il sistema di trasmissione di una informazione di colore mediante modula-

Il sistema di trasmissione di informazioni di colore mediante modulazione di frequenza ha però il grande svantaggio rispetto all'NTSC di avere un livello della portante del colore uguale sia quando si trasmettono colori saturi sia quando si trasmettono colori poco saturi o addirittura i grigi. In linea di principio quindi la compatibilità non esiste nel SECAM.

Ad ogni modo, mediante particolari artifici, il SECAM riesce con la sua modulazione di frequenza a rendere visibile la portante del colore sullo schermo dei ricevitori in bianco e nero, per lo meno, nella stessa misura con cui lo permette l'NTSC. Il SECAM riesce infatti a ridurre l'ampiezza della sua portante del colore (modulata

in frequenza) in quei casi in cui si trasmettono colori poco saturi introducendo una contemporanea modulazione di ampiezza della portante del colore. Questa riduzione dell'ampiezza della portante del colore nel caso di trasmissione di colori poco saturi viene effettuata da un filtro di assorbimento accordato sulla frequenza centrale della portante modulata in frequenza. La portante non scompare del tutto quando si trasmette solo il bianco e nero. Ciò che invece si verifica nell'NTSC e nel PAL.

CONFRONTO TRA I TRE SISTEMI

Il PAL, il SECAM, l'NTSC possono considerarsi semplici **varianti** di un unico sistema di trasmissione di immagini a colori compatibile .Questi sistemi hanno molte caratteristiche in comune. Si differenziano tra loro per la maniera con cui affidano l'informazione del colore ad una portante (sottoportante o portante del colore). Tutti e tre i sistemi formano il segnale di luminanza dai colori primari R', V' e B', mentre il segnale di crominanza viene trasformato in una sottoportante modulata in fase e in ampiezza (NTSC e PAL) o modulata in frequenza (SECAM) che viene sovrapposta al segnale di luminanza.

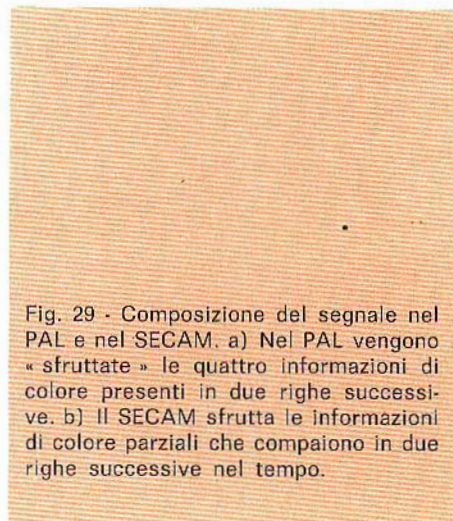
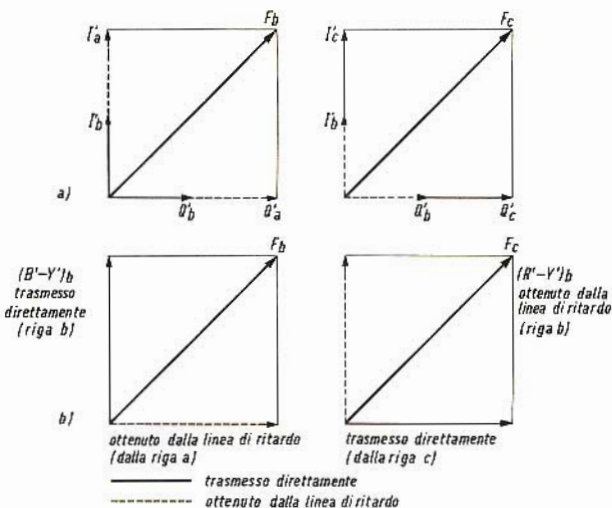



Fig. 29 - Composizione del segnale nel PAL e nel SECAM. a) Nel PAL vengono « sfruttate » le quattro informazioni di colore presenti in due righe successive. b) Il SECAM sfrutta le informazioni di colore parziali che compaiono in due righe successive nel tempo.

I segnali modulanti subiscono nel SECAM una certa pre-enfasi in funzione della frequenza e di conseguenza una corrispondente deenfasi all'atto della ricezione. Ciò contribuisce a migliorare le caratteristiche del sistema.

La fig. 26 indica i « parametri » principali del sistema SECAM. Nel grafico non è indicato il sistema di sincronizzazione della portante del colore come pure non è indicato il sistema per impedire la reciproca influenza dei canali della luminanza e della crominanza, (cross-color).

La fig. 27 rappresenta il principio di funzionamento della sezione-codificatore con il relativo commutatore mentre in fig. 28 è indicato la corrispondente commutazione in ricezione. Come commutatore viene usato il solito ponte a diodi, che deve poter commutare un segnale con larghezza di banda di circa 1 MHz.

La crominanza o colore di un'immagine può essere rappresentata da un vettore ruotante, (cerchio del colore). Questo vettore del colore può essere trasmesso in quanto vengono trasmesse le due coordinate ortogonali che lo definiscono. Queste coordinate ad angolo retto tra loro (ortogonali) non sono altro che le « portanti » modulate in ampiezza dai cosiddetti segnali differenza di colore R' — Y' e B' — Y'. Questi segnali hanno una banda stretta (1 MHz) a differenza del segnale Y' che invece ha una banda larga (5 MHz). Nel sistema NTSC i due segnali differenza di colore R' — Y' e B' — Y' vengono trasformati in altri due segnali differenza di colore I' e Q' aventi differente

larghezza di banda allo scopo di poter sfruttare tutte le possibilità dell'occhio umano. Nel PAL e nel SECAM vengono usati i segnali di differenza di colore « naturali » R' — Y' e B' — Y' che vengono trasmessi, come già abbiamo detto, con la stessa larghezza di banda (circa 1 MHz).

I due segnali differenza di colore che come abbiamo visto definiscono nel cerchio del colore, il vettore del colore modulano nell'NTSC **contemporaneamente** una portante con un sistema di modulazione detto modulazione in quadratura, mediante il quale la portante (che poi viene soppressa) risulta modulata in fase e in ampiezza. Per la determinazione della fase zero, o in altre parole per riottenere nel ricevitore le coordinate I' e Q' viene trasmessa una portante di riferimento sotto forma di salva (burst). Questo sistema è sensibile agli errori di fase del segnale di crominanza (bande laterali modulate in fase e in ampiezza).

Nel PAL viene mantenuta la modulazione in quadratura NTSC e cioè la modulazione doppia. Viene sfruttata la correlazione esistente tra il contenuto di due righe successive nel tempo per effettuare da una riga all'altra l'inversione del senso di rotazione dell'orologio del colore (Phase Alternation Line), allo scopo di compensare gli eventuali errori di fase cui può essere andato incontro il segnale di crominanza lungo il tragitto trasmettitore - ricevitore. Per ottenere ciò si **riuniscono in un valore medio** le informazioni cromatiche di due righe successive nel tempo; ciò significa che per trasmettere in un determinato istante un determinato colore vengono usate quattro informazioni ricavate da due righe. Ma il valore medio di queste informazioni viene fatto soltanto nel ricevitore. Qui le informazioni di colore di due righe possono essere in una certa misura (non visibile nell'immagine), cancellate in quanto il dettaglio dell'immagine viene assicurato dal segnale di luminanza. La trasmissione viene effettuata (come nell'NTSC) con **tutto** il segnale disponibile, viene semplicemente aggiunta una commutazione a frequenza di riga del segnale I' che può considerarsi un'ulteriore codifica del segnale del colore.

Il sistema SECAM trasmette invece per ogni riga **una sola** coordinata del vettore del colore, l'altra (necessaria) viene prelevata dalla riga precedentemente trasmessa. Nel SECAM quindi non viene trasmesso **tutto** il segnale necessario per definire il colore di un punto dell'immagine ma in una riga ne viene trasmesso una parte ed in quella successiva l'altra parte; per ricostruire quindi in ricezione un dato punto di colore occorrono pertanto due righe (fig. 29b), ne viene menomata la definizione verticale del colore.

Questo sistema ha però il grande vantaggio di poter fare a meno della doppia modulazione (prodotta dalla modulazione in quadratura) e di poter usare la modulazione di frequenza che esclude di colpo tutti gli errori di fase caratteristici del sistema NTSC.

(da « Funkschau »)

L. Cascianini

É stato messo a punto un sistema che permette di utilizzare per la trasmissione e la ricezione di informazioni diverse il brevissimo tempo richiesto dal raggio elettronico — che « scrive » l'immagine televisiva — per tornare dalla estremità all'inizio del tubo elettronico.

Nel periodo in cui avviene questo ritorno, lo spettatore non riceve nessuna immagine. L'intervallo, tanto breve da sfuggire all'occhio umano, è tuttavia abbastanza ampio da permettere la trasmissione di sei linee di immagine. Se si impiega una telecamera capace di riunire questi gruppi di sei linee in numero sufficiente per produrre un'immagine utilizzabile, è possibile impiegare gli intervalli fra le immagini normali per trasmettere una serie di immagini speciali a quei televisori appositamente sintonizzati per la loro ricezione.

Non si tratta di una trovata sterile; il sistema è infatti suscettibile di applicazioni per la polizia — impronte digitali per esempio, o foto di ricercati possono essere trasmesse assieme ai normali programmi senza che i comuni spettatori se ne accorgano.

TELEVISIONE A COLORI

GLI STADI ESSENZIALI DI UN TELEVISORE A COLORI

In un ricevitore in bianco e nero tra il rivelatore video e il cinescopio ci sono di solito soltanto uno o due stadi di amplificazione del segnale video. In un televisore a colori c'è invece la cosiddetta « sezione decoder », i cui stadi non servono altro che ad estrarre da un solo segnale tre segnali indispensabili per riprodurre le immagini a colori sullo schermo del cinescopio.

1 - Alcuni richiami sulla trasmissione TVC

La telecamera scompone mediante dei filtri qualsiasi colore nelle sue componenti rispettivamente rossa, verde e blu. Queste componenti vengono trasformate da tre plumbicon in tre corrispondenti segnali video indicati per semplicità con R', V', e B'. (1)

La taratura di questi segnali di uscita avviene in maniera che se la telecamera riprende uno schermo bianco, il livello dei segnali di uscita sia uguale per tutti e tre. Avremo quindi:

$$\text{bianco} = R' = V' = B' = 1$$

Fatto ciò, prendendo il 30% di R', il 59% di V' e l'11% di B' e sommandoli avremo il cosiddetto **segnale di luminanza,** indicato con Y'.

Sottraendo dai segnali R' e B' questo segnale di luminanza Y' avremo i cosiddetti **segnali differenza di colore** e cioè: R' - Y' (segnale differenza di colore del rosso) e B' - Y' (segnale differenza di colore del blu).

Per trasmettere questi due segnali «via radio» si parte da una « portante » a 4,43 MHz che viene direttamente modulata in ampiezza da B'-Y' e da una seconda « portante » derivata dalla precedente e sfasata di 90° rispetto alla precedente che viene modulata da R'-Y' (modulazione in quadratura). La somma di queste due « portanti » modulate AM dà il cosiddetto **segnale di crominanza** che risulta modulato **in ampiezza e fase.**

Nel sistema PAL, la « portante » modulata dal segnale R'-Y' viene cambiata di

(1) L'apice indica la correzione gamma che devono subire questi segnali. Tale correzione è necessaria a causa della non-linearità esistente in un cinescopio tra tensione di pilotaggio applicata e corrispondente flusso luminoso prodotto sullo schermo.

polarità di riga in riga. Le cose sono messe in modo che **una riga** ha la modulazione in quadratura NTSC e **quella successiva** ha anch'essa la modulazione in quadratura con la differenza che la portante modulata da R'-Y' risulta invertita di polarità (o di 180°). Un semiquadro sarà pertanto formato da una riga con modulazione NTSC (riga F) seguita da una riga con modulazione PAL (riga F*), e così via.

Con questo sistema di modulazione se il segnale di crominanza, per qualsiasi motivo, subisce una variazione di fase rispetto al burst e quindi nella riga NTSC darebbe un colore sbagliato, nella riga successiva dà ancora un colore sbagliato ma in senso complementare al primo per cui, grazie alla proprietà integratrice dell'occhio umano l'osservatore mescolerà sul fondo della retina i colori sbagliati di queste due righe e nel centro ottico del cervello vedrà il vero colore trasmesso. **Questo è il PAL semplice.**

Questo sistema di compensazione degli errori di colore dovuti alla **fase differenziale** è efficace fino a 25° di differenza di fase tra il segnale di crominanza e il segnale del burst. Se la differenza di fase è maggiore compaiono le cosiddette **barre di Hannover** — una serie di barre che appaiono sul fondo dell'immagine e scorrono verticalmente.

Per eliminare questo inconveniente il PAL semplice è stato modificato in Pal con linea di ritardo. In questo caso viene fatta la somma o media di **due segnali** e non di **due colori.** L'occhio non c'entra più. Compito della linea di ritardo è quello di consentire di **avere nello stesso istante i segnali** di due righe successive nel tempo per poterli **sommare.**

Siccome due righe arrivano al ricevitore distanziate di 64 µs, compito della linea di ritardo sarà quello di **trattenere** per 64 µs il segnale supponiamo della riga con modulazione NTSC, e **buttarlo fuori** soltanto quando dopo 64 µs arriva il segnale di crominanza con modulazione PAL. La somma e la differenza di questi due segnali di crominanza affetti da una alterazione della fase originale consente di far sparire addirittura la modulazione di fase. All'uscita del circuito della linea di ritardo avremo infatti non un segnale di crominanza modulato in ampiezza e fase ma due segnali e precisamente **le componenti in quadratura che hanno formato il segnale di crominanza al trasmettitore.**

Una componente risulterà modulata in ampiezza dal segnale B'-Y', l'altra componente apparirà commutata di riga in riga di 180° e risulterà modulata dal segnale R'-Y'. Per riottenere da queste due « portanti » i segnali in bassa frequenza B'-Y' e R'-Y', bisognerà usare due demodulatori sincroni in quanto le « portanti » in realtà sono state soppresse in trasmissione per motivi di compatibilità e i segnali B'-Y' e R'Y' **si trovano soltanto sulle bande laterali** di questa portante soppressa.

Bisognerà inoltre togliere « l'alternazione » di fase della portante modulata da R'-Y'. Per individuare nel ricevitore la riga dove tale « portante » cambia di polarità (riga PAL) viene trasmesso un segnale del burst che ha una fase diversa dal segnale del burst trasmesso durante la riga NTSC. E' così possibile avere in ricezione un segnale che infallibilmente sarà presente quando arriva la riga PAL. Questo segnale di **identificazione** servirà a sincronizzare un flip-flop, che attraverso un circuito di commutazione a diodi, inietterà nel demodulatore sincrono del segnale R'-Y', una portante non con polarità invertita di riga in riga ma con polarità costante. Queste portanti in quadratura che vengono iniettate nei demodulatori sincroni sono costantemente sfasate di 90° e sono sincronizzate con la portante del trasmettitore anch'esse dal burst. Una componente del burst, ha infatti, come nell'NTSC, una fase costante per tutte le righe.

Ottenuti i segnali R'-Y' e B'-Y', in bassa frequenza, è facile riottenere il terzo segnale differenza di colore, e cioè V'-Y', sommando in un circuito matrice appropriate **dosi** dei segnali R'-Y' e B'-Y'.

Queste « cose » il lettore le troverà illustrate con maggiori dettagli nelle puntate del **corso TVC** riguardanti il PAL. **Ciò premesso vediamo un po' da vicino la sezione che in un televisore a colori provvede ad estrarre dal segnale di cromi-**

nanza i tre segnali di colore necessari al pilotaggio del cinescopio tricromico.

Per riprodurre sullo schermo di un cinescopio in bianco e nero, un'immagine in bianco e nero è necessario **un solo segnale**: il **segnale video**. Per riprodurre sullo schermo di un televisore tricromico (del tipo, per esempio, a maschera forata) un'immagine a colori sono necessari **tre segnali**, dato che quasi tutti i colori esistenti in natura sono riproducibili mediante mescolazione di tre sole sorgenti colorate, rispettivamente rossa, verde e blu. Queste sorgenti rossa, verde e blu sono fornite da minuscoli puntini di tre tipi diversi di « fosfori » i quali colpiti da elettroni sono in grado appunto di emettere luce rossa, verde e blu. Ovviamente ai cannoni che « sparano » questi elettroni devono essere applicati tre tipi diversi di segnali video, identici a quelli presenti all'uscita della telecamera. Pertanto, **compito della sezione video di un televisore in bianco e nero** sarà quello di amplificare il segnale video ricavato al rivelatore fino ad un livello tale da poter pilotare sufficientemente il cinescopio, così da ottenere un normale contrasto dell'immagine.

Ben più difficile è il **compito della sezione video di un televisore a colori.** Anche all'ingresso di questa sezione perviene **un solo** segnale (il segnale di crominanza). Ma la complicatezza di questa sezione deriva dal fatto che all'uscita devono essere presenti non uno ma **tre segnali** video completamente indipendenti tra loro. Questo è bene che sia messo bene in chiaro.

Analisi del segnale TVC

Nella fig. 1a è riportato il segnale video-completo presente al rivelatore di un televisore a colori. Vediamo un po' da vicino com'è fatto questo segnale. Osserviamolo mediante l'oscilloscopio. E' il segnale di una riga di un'immagine formata da sei barre colorate disposte verticalmente: la sequenza dei colori è la seguente: bianco, giallo, ciano, verde, porpora, rosso, blu e nero.

Prima di addentrarci nell'analisi di questo segnale richiamiamo alla memoria del lettore questi concetti fondamentali.

Un'immagine a colori si può pensare che sia formata da **una componente in bianco e nero** che porta il dettaglio dell'immagine e da una **componente di colore** che porta ovviamente il colore dell'immagine. La componente in bianco e nero corrisponde in tutto al segnale video in bianco e nero e pertanto dovrà contenere segnali con frequenza fino a circa 5 MHz. Questa componente viene trasportata in TVC dal **segnale di luminanza.** Il segnale di luminanza delle sei barre di fig. 1a avrà inoltre per ogni barra le ampiezze indicate in fig. 1b.

La componente di colore deve trasportare a sua volta due informazioni: **il tono del colore (tinta) e la sua saturazione.** Queste due caratteristiche insieme alla luminosità, di cui abbiamo parlato sopra, sono in grado di definire in maniera completa qualsiasi immágine a colori. Il segnale che deve trasportare la componente di colore è sufficiente che abbia una estensione di gamma fino a 1,2 MHz, data l'impossibilità dell'occhio umano di risolvere dettagli di colore corrispondenti a valori di frequenza più elevata. Il tono del colore e la saturazione vengono trasmessi con il segnale di crominanza che, per i vari colori delle barre di fig. 1a, assume le ampiezze indicate in fig. 1c. A differenza del segnale di luminanza di queste barre che è **un segnale a gradini,** il segnale di crominanza osservato allo oscilloscopio è semplicemente un'oscillazione più o meno ampia con frequenza di 4,3 MHz. Il vettorscopio ci dice inoltre che ogni « pacchetto » di oscillazioni corrispondenti a ciascuna barra di colore, non ha un angolo di fase fisso rispetto alla fase fissa di un piccolo treno di oscillazioni (burst) trasmesso su un livello costante ad ogni riga.

Conclusione: il segnale di crominanza risulta modulato **di ampiezza e di fase.** Variazioni di ampiezza corrispondono a variazioni di saturazione mentre variazioni di fase corrispondono a variazioni del tono del colore, e cioè del colore vero e proprio.

2 - IL DECODER PAL (fig. 2)

1 - L'amplificatore di crominanza

L'amplificatore di crominanza deve po-

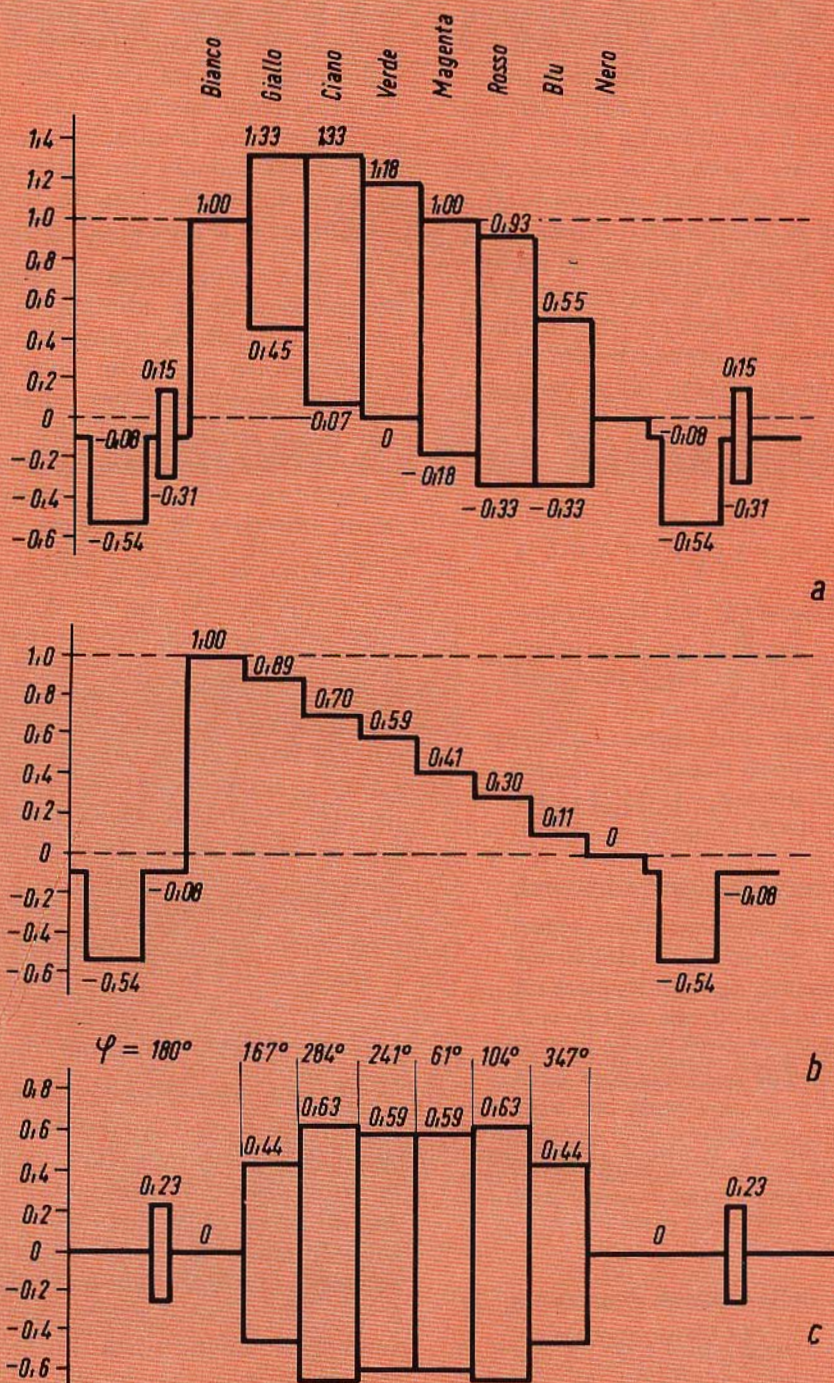



Fig. 1 - a) Segnale completo presente sul rivelatore di un televisore a colori; b) segnale amplificato dall'amplificatore di luminanza; c) segnale amplificato dall'amplificatore di crominanza ed elaborato nella sezione decoder. Nel segnale di luminanza (b) è riportato anche il segnale di sincronismo di riga. Nel segnale di crominanza (c) è riportato il segnale di sincronismo per la portante rigenerata nel ricevitore. Sono indicate le ampiezze assunte dai vari segnali (b) per la riproduzione della scala dei grigi, (c) per la produzione di colori con massima saturazione. In (a) è indicata la somma di queste ampiezze la quale determina la percentuale di modulazione della portante video.

ter amplificare il segnale di crominanza di fig. 1c ad un livello tale da poter pilotare correttamente la **linea di ritardo.** Esso non è altro che un amplificatore accordato alla frequenza di 4,43 MHz. La banda amplificata è stretta (1,2 MHz). Vengono amplificate anche le componenti del segnale di luminanza appartenenti a questa banda di frequenza (cross-color). Questo amplificatore è munito di un controllo automatico di guadagno (C.A.C.) che fa sì che alla linea di ritardo risulti applicato **sempre lo stesso livello** di tensione indipendentemente dalle variazioni del controllo della sintonia fine nel selettore di canali.

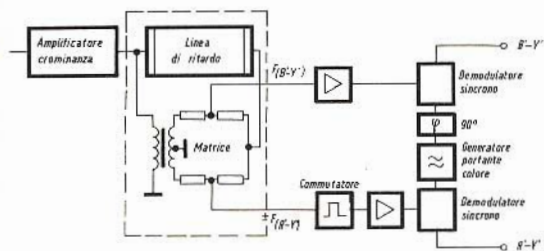



Fig. 2 - Il « cuore » del decoder. Abbiamo l'amplificatore di crominanza, il circuito della linea di ritardo alla cui uscita non abbiamo più il segnale di crominanza bensì le sue componenti in quadratura con frequenza a 4,43 MHz modulata soltanto in ampiezza e cioè $F_{(B'-Y')}$ e $\pm F_{(R'-Y')}$. La componente $\pm F_{(R'-Y')}$ viene presentata all'ingresso del demodulatore sempre con la stessa polarità grazie all'azione del commutatore. Seguono i due demodulatori sincroni che rivelano i segnali differenza di colore del blu B'—Y' e del rosso R'—Y'.

2 - Il circuito della linea di ritardo (fig. 2)

Il segnale d'uscita dell'amplificatore di crominanza viene applicato al circuito della linea di ritardo, formato dalla linea di ritardo vera e propria, da un circuito matrice e da un dispositivo che effettua l'inversione di fase di 180° di una frazione del segnale di crominanza (trasformatore con presa centrale).

Questi tre elementi consentono di effettuare la **somma** e la **sottrazione** contemporanea del segnale di crominanza di due righe che in realtà « arrivano » una dopo l'altra. Questa somma e sottrazione sono necessarie per annullare la variazione di fase che il segnale di crominanza potrebbe aver subìto nel tragitto trasmettitore-ricevitore. E' il nocciolo del sistema PAL.

Il circuito della linea di ritardo riscompone il segnale di crominanza nelle componenti in quadratura che al trasmettitore erano servire per farlo. Ecco perché elimina l'errore di fase, per il semplice fatto che toglie addirittura la modulazione di fase ,in quanto le due componenti in quadratura presenti alla sua uscita sono soltanto **modulate in ampiezza.**

Queste componenti sono la « portante » modulata dal segnale B'-Y', simboleggiata con $F_{(B'-Y')}$ e la « portante » modulata dal segnale R'-Y', simboleggiata con $\pm F_{(R'-Y')}$. I segni $\pm$ sono posti per indicare che questa portante cambia di polarità (di 180°) di riga in riga. Siccome questa inversione di polarità va tolta è stato posto lungo il cammino di questo segnale e prima che esso venga applicato al demodulatore sincrono un commutatore elettronico che provvede ad applicare al demodulatore sincrono **per tutte le righe** il segnale $+ F_{(R'-Y')}$.

3 - I demodulatori sincroni (fig. 3)

I demodulatori sincroni estraggono dai segnali $F_{(B'-Y')}$ e $F_{(R'-Y')}$ a 4,43 MHz i segnali di bassa frequenza B'-Y' e R'-Y'. Siccome i segnali $F_{(B'-Y')}$ e $F_{(R'-Y')}$ forniti dal circuito della linea di ritardo sono **segnali modulati in ampiezza ma senza portante**, per demodulare da essi i segnali B'-Y' e R'-Y' bisognerà « iniettare » in ciascun demodulatore una portante rigenerata nel ricevitore e fornita da un oscillatore a 4,43 MHz a quarzo sincronizzato dal segnale del burst. Siccome in trasmissione le « portanti » modulate in ampiezza dai segnali B'-Y' e R'-Y' erano « in quadratura », e cioè erano sfasate di 90° anche le portanti rigenerate nel ricevitore

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO

VIA MOSCOVA, 40/7

TEL. 667.326 - 650.884

ROMA

VIA F. REDI, 3

TELEFONO 84.44.073

NUOVO OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 0336

CARATTERISTICHE

AMPLIFICATORE VERTICALE

Banda passante: dalla cc a 7 MHz (3 dB).
Sensibilità: 20 mVpp/cm fino 1 MHz.
50 mVpp/cm fino 7 MHz.
Tempo di salita: circa 50 n Sec.
Divisore d'ingresso: da 20 mV a 20 V/cm.
Calibratore y: calibratore DC.
Resistenza d'ingr.: 1 MOhm costante.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Bandà passante: da 10 Hz a 500 kHz.
Sensibilità: 100 mVpp/cm.
Espansione: equival. 5 diametri.
Asse tempi: da 10 m Sec a 1 μ Sec/cm.
Sincronismo: interno ±, esterno, rete.
Asse Z: soppress — 20 Vp.
Tubo impiegato: tipo 5UP1F (5 pollici) schermo piatto, alta luminosità.
Valvole e diodi: complessivamente n. 17.
Dimensioni: 19 x 28 x 39 cm.

Accessori a richiesta:
Probe divisore PD 366.
Probe rivelatore PR 366.

PREZZO DI LISTINO TES L. 125.000 - ***Sconto ai rivenditori***

Garanzia 12 mesi compreso tubo e valvole

dovranno essere sfasate di 90° prima di essere applicate ai demodulatori sincroni.

A questo punto è bene chiarire un particolare: abbiamo detto che una «portante» e precisamente quella modulata dal segnale R'-Y' viene cambiata di polarità di riga in riga. Siccome nel ricevitore questa variazione di polarità deve essere **tolta**, ciò può essere effettuato in due maniere. O si provvede a cambiare di polarità continuamente la portante rigenerata « iniettata » nel demodulatore sincrono del segnale $\pm F_{(R'-Y')}$, oppure si provvede ad invertire di polarità, a frequenza di riga, lo stesso segnale $\pm F_{(R'-Y')}$ in maniera da poter applicare al demodulatore sincrono del segnale R'-Y', la componente del segnale di crominanza $F_{(R'-Y')}$ sempre con la stessa polarità, e cioè $+ F_{(R'-Y')}$. L'importante è che questa commutazione si faccia. Che poi venga commutato il segnale stesso $\pm F_{(R'-Y')}$ oppure il segnale della portante rigenerata non ha importanza in pratica.

Fig. 3 - I due segnali d'uscita dal circuito della linea di ritardo $F_{(B'-Y')}$ e $F_{(R'-Y')}$ vengono applicati a due demodulatori sincroni ai quali viene contemporaneamente applicata anche la rispettiva « portante » rigenerata nel ricevitore. Le due portanti devono essere sfasate di 90°. I segnali « b.f. » B'—Y' e R'—Y' vengono sommati in quantità adatta in una matrice **riformando** nel ricevitore il terzo segnale differenza di colore V'—Y' che, come è noto, non viene trasmesso.

Demodulati i segnali R'-Y' e B'-Y' non rimane che formare il terzo segnale differenza di colore e cioè quello del verde V-Y'. Come tutti sanno, questo segnale si ricava combinando linearmente in un circuito matrice alcune frazioni dei due precedenti segnali-fig. 3. Che la cosa sia possibile, si può facilmente capire per il fatto che nel segnale Y' (che figura nelle espressioni B'-Y' e R'-Y') è già contenuto il segnale del verde infatti:

$$Y' = 0{,}30\ R' + 0{,}59\ V' + 0{,}11\ B'.$$

4 - L'oscillatore che produce la portante rigenerata (fig. 4).

Come abbiamo visto, i demodulatori sincroni hanno bisogno per estrarre dai segnali $F_{(B'-Y')}$ e $F_{(R'-Y')}$ a 4,43 MHz i segnali differenza di colore B'-Y' e R'-Y', che venga iniettata in essi una portante di opportuna fase e frequenza dato che tale portante è stata soppressa in trasmissione.

E' ovvio quindi che l'oscillatore che deve fornire le due portanti a questi due segnali, deve dare un'oscillazione con frequenza esatta di 4,43 MHz. Non solo. Ma anche la fase dovrà essere uguale a quella delle portanti soppresse in trasmissione. Tale oscillatore quindi dovrà essere sincronizzato **in fase e in frequenza.** A ciò provvederà il segnale del burst attraverso un normale circuito **comparatore di fase** dove verranno messe a confronto l'oscillazione prodotta dall'oscillatore locale e l'oscillazione del burst. La tensione continua presente all'uscita del comparatore di fase indicherà con la sua polarità e il suo livello l'entità della correzione da apportare all'oscillatore locale. Questa tensione continua potrà « agire » sull'oscillatore locale mediante un normale stadio a reattanza.

Conclusione: una tensione prelevata dall'oscillatore locale verrà iniettata direttamente nel demodulatore sincrono del segnale R'-Y', un'altra tensione prelevata dallo stesso oscillatore, dovrà essere sfasata di 90° e quindi applicata al demodulatore sincrono del segnale B'-Y' (fig. 4).

Fig. 4 - E' indicata la sezione che provvede a sincronizzare la portante rigenerata attraverso il confronto tra una parte di essa ed il segnale del burst. All'uscita del comparatore di fase dopo la prima cellula di filtraggio ($\tau_1 \leq T_H$) si ricava il **segnalino di identificazione** prodotto dal burst alternato. Dopo la seconda cellula di filtraggio ($\tau_2 \geq T_H$) si ricava la tensione continua che attraverso il tubo a reattanza sincronizza di fase l'oscillatore locale. In questo caso, **l'alternazione PAL** viene tolta invertendo di riga in riga la portante « iniettata » nel demodulatore del segnale R' — Y'.

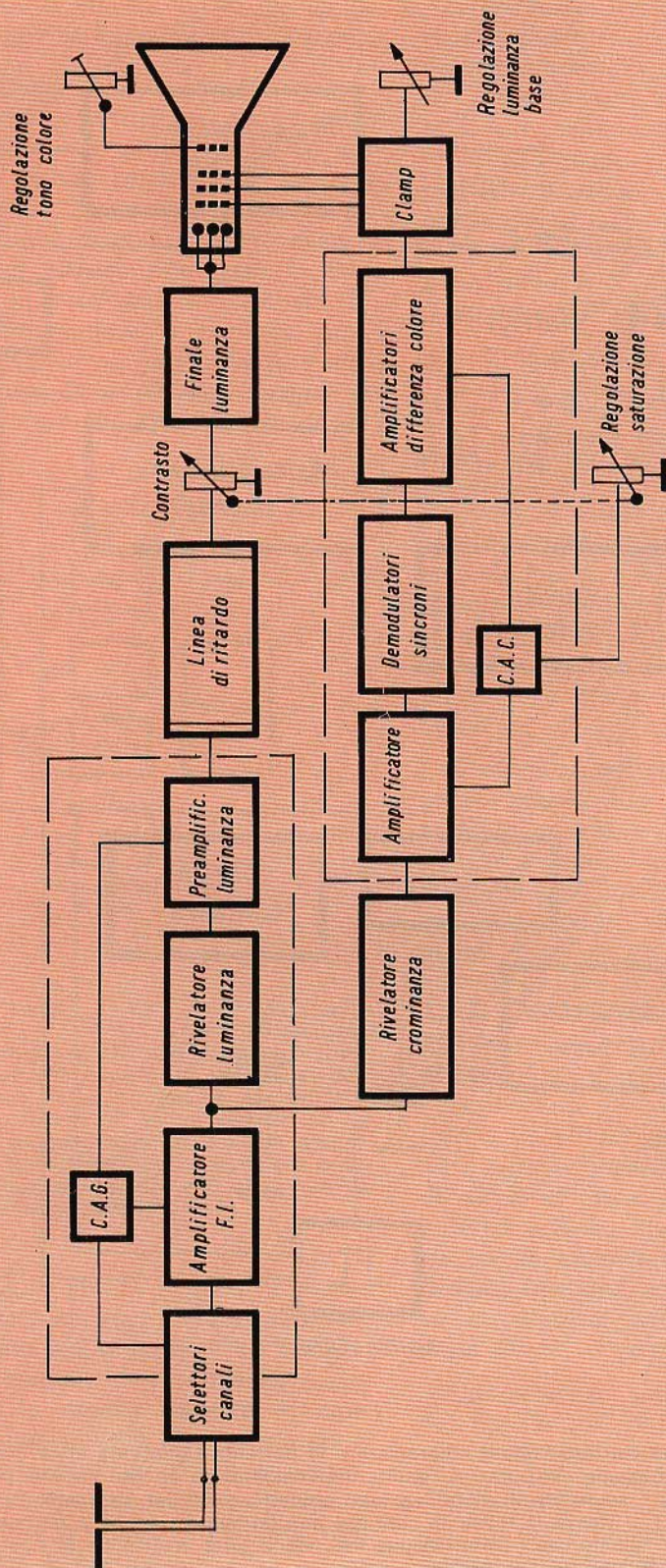



Fig. 5 - Schema a blocchi semplificato di un ricevitore TVC, in cui sono messe in evidenza le varie regolazioni e i due circuiti per il controllo del guadagno C.A.G. e C.A.C.

Proprio in questa relazione di fase (e cioè in quadratura) erano infatti le « portanti » soppresse in trasmissione.

5 - Le regolazioni caratteristiche di un televisore a colori (fig. 5)

Abbiamo visto che in un ricevitore TVC oltre al normale C.A.G. deve essere presente anche il C.A.C. Quest'ultimo provvede a mantenere inalterata l'ampiezza del segnale di crominanza applicato al circuito della linea di ritardo indipendentemente dalla posizione del regolatore della sintonia fine.

Il regolatore del contrasto dovrà poter variare **in proporzione** sia il segnale di luminanza che il segnale di crominanza. La sua posizione ideale sarebbe nell'amplificatore F.I. Ma ciò porta ad altri inconvenienti sui quali non ci intratteniamo.

Il regolatore della saturazione deve poter variare l'ampiezza del **solo** segnale di crominanza, dato che l'ampiezza del segnale di crominanza è legata direttamente alla saturazione del colore.

Il regolatore del tono di colore deve invece poter variare l'angolo di fase del segnale di crominanza rispetto all'angolo di fase del burst. Questo regolatore è indispensabile nell'NTSC, ma è del tutto inutile nel PAL, il quale per sua natura eliminando qualsiasi alterazione di colore non necessità di alcun regolatore al riguardo.

6 - Perché il segnale di luminanza deve essere ritardato (fig. 6)

Abbiamo visto che il segnale di luminanza è un segnale a banda larga (circa 5 MHz) mentre il segnale di crominanza è un segnale a banda stretta (circa 1,2 MHz). Nell'attraversare i vari stadi di amplificazione, il segnale di crominanza impiegherà quindi più tempo. Ma agli elettrodi del cinescopio, il segnale di luminanza e il segnale di crominanza (rappresentato dai tre segnali differenza di colore R'-Y', B'-Y' e V'-Y') devono presentarsi nello stesso istante. Il bianco e nero (segnale di luminanza) e il colore (segnali differenza di colore) di un dato oggetto devono **sovrapporsi.** Diversamente avremmo frange colorate sui contorni degli oggetti.

Il segnale di luminanza deve quindi essere ritardato. A ciò provvederà una linea di ritardo a filo. Basterà che questa ritardi di 0,6 ÷ 0,8 μs il segnale di luminanza. Tale linea di solito viene posta nel circuito della finale video (fig. 6).

3 - GLI STADI FINALI DEL DECODER PAL

a) Pilotaggio del cinescopio con i segnali differenza di colore

3.1 - L'amplificatore del segnale di luminanza

Se il cinescopio viene pilotato con i tre segnali differenza di colore, il segnale di luminanza dovrà avere un livello notevole. A ciò provvederà la finale video. Con questo tipo di pilotaggio il segnale di lu-

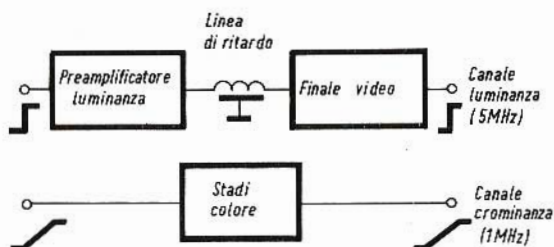



Fig. 6 - Il segnale di luminanza (larghezza di banda circa 5 MHz) deve essere ritardato di 0,5 ÷ 0,8 μs. Diversamente arriverebbe **prima** del segnale del colore (larghezza di banda circa 1 MHz) agli elettrodi del cinescopio.

minanza va applicato al catodo, mentre i segnali differenza di colore vanno applicati alle griglie controllo. In questo caso è il cinescopio che fa da matrice nel senso che da questi quattro segnali codificati in un certo modo riesce a riottenere i primitivi segnali R', V' e B', presenti all'uscita della telecamera.

Vari sono i sistemi di « applicazione » del segnale di luminanza ai catodi del cinescopio (fig. 7). Tutti devono comunque fare in maniera che se si deve riprodurre un'immagine in bianco e nero (e quindi

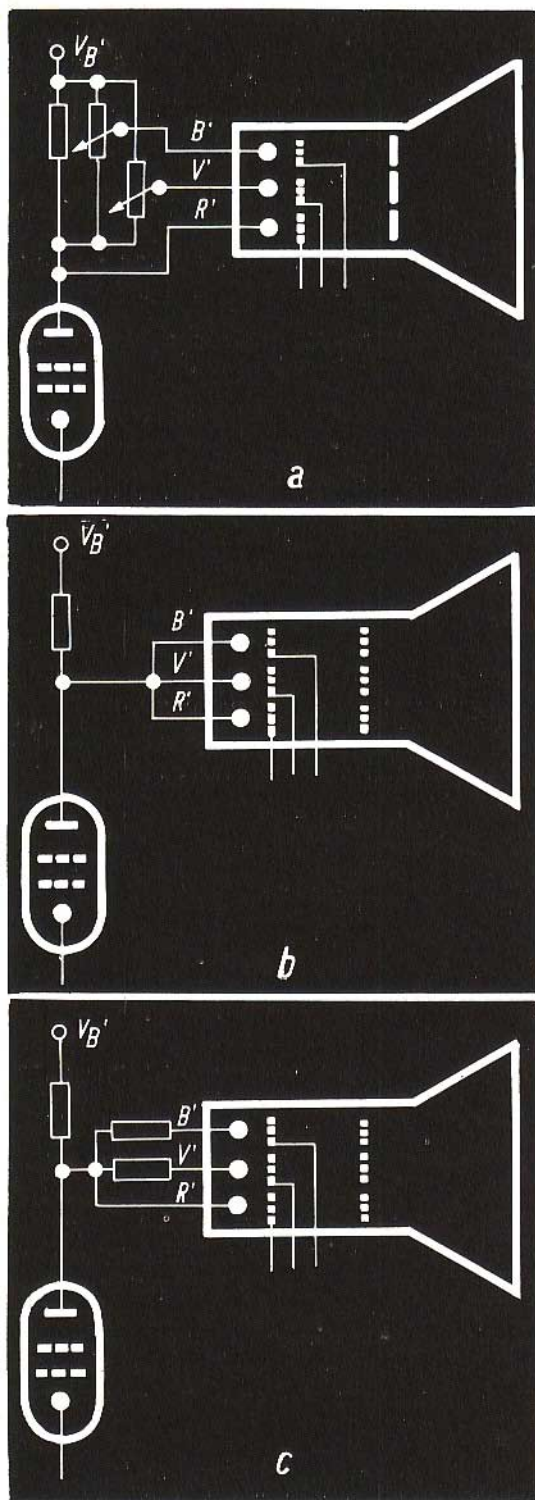



Fig. 7 - Vari sistemi di applicazione del segnale di luminanza ai tre catodi del cinescopio. Tutti questi sistemi hanno lo scopo di ottenere una perfetta resa della scala dei grigi.

quando è presente il solo segnale di luminanza), tale immagine appaia con tutte le gradazioni dei grigi e non con frange di colore.

Il regolatore del segnale di luminanza (contrasto bianco e nero) deve essere posto in maniera da non influenzare quella porzione del segnale di luminanza destinata al separatore dei sincronismi e al circuito C.A.G. (gate).

3.2 - Gli amplificatori dei segnali differenza di colore (fig. 8)

I segnali di uscita dai due demodulatori sincroni sono i due segnali differenza di colore del rosso (R'-Y') e del blu (B'-Y'). Sommando in un circuito matrice opportune frazioni di questi due segnali si ottiene il terzo segnale differenza di colore, e cioè il segnale differenza di colore del verde (V'-Y'). Questi tre segnali vengono applicati a tre amplificatori.

Prendendo come riferimento il livello del nero del cinescopio tali segnali possono assumere valori positivi o negativi. Questi segnali vengono applicati alle griglie controllo del cinescopio mediante un condensatore. Questi segnali debbono trovare ad ogni riga un livello costante di tensione sulle rispettive griglie. A ciò provvedono dei circuiti « ristabilizzatori della tensione continua » formati in generale da un diodo, un condensatore ed un resistore di carico ai quali viene applicato un impulso a frequenza di riga di ampiezza costante durante il tempo di ritorno di riga (circuiti clamping).

Uno dei grandi vantaggi del sistema di pilotaggio con i segnali differenza di colore è che, quando si riceve un'emittente in bianco e nero, lavora **un solo** amplificatore, quello di luminanza, dato che gli amplificatori differenza di colore risultano bloccati, eventualmente dallo stadio Killer. Essendo « in ballo » un solo amplificatore, è più facile ottenere una perfetta scala dei grigi.

Lo svantaggio di questo sistema è che a tutti e **quattro** gli elettrodi del cinescopio vengono applicati dei segnali, ed essendo la caratteristica di pilotaggio di catodo diversa da quella del pilotaggio di griglia si debbono apportare delle com-

pensazioni la cui messa a punto non è del tutto facile. Un altro svantaggio di questo sistema di pilotaggio è che l'ampiezza massima del segnale differenza di colore del blu (B'-Y') deve essere il doppio di quella del segnale di luminanza (Y').

Fig. 8 - Sistema di pilotaggio del cinescopio mediante i segnali differenza di colore applicati alle griglie controllo ed il segnale di luminanza applicato ai catodi riuniti insieme. Sono indicati i circuiti per il mantenimento di una tensione base di griglia di valore costante (circuiti clamping).

b) Pilotaggio « R G B »

Con questo sistema di pilotaggio i tre segnali differenza di colore vengono combinati linearmente in un circuito matrice **prima** di essere applicati al cinescopio. In questa maniera, al cinescopio verranno applicati tre soli segnali, e cioè i segnali R', V' e B'. Potranno essere applicati sia ai catodi che alle griglie controllo (fig. 10).

Ovviamente, dopo la loro matrizzazione dovranno essere opportunamente amplificati in maniera da essere applicati agli elettrodi di controllo del cinescopio con le ampiezze richieste. Tali ampiezze sono comunque circa **la metà** di quelle dei segnali richiesti dal pilotaggio mediante i segnali differenza di colore.

Se i segnali R', V' e B' vengono applicati alle griglie controllo, la loro ampiezza deve essere leggermente maggiore per il fatto che quando si pilota di griglia si lavora con una pendenza più bassa di quando si pilota di catodo. Per la formazione della tensione base di griglia possono essere impiegati gli stessi circuiti usati per il pilotaggio mediante i segnali differenza di colore (circuiti clamping).

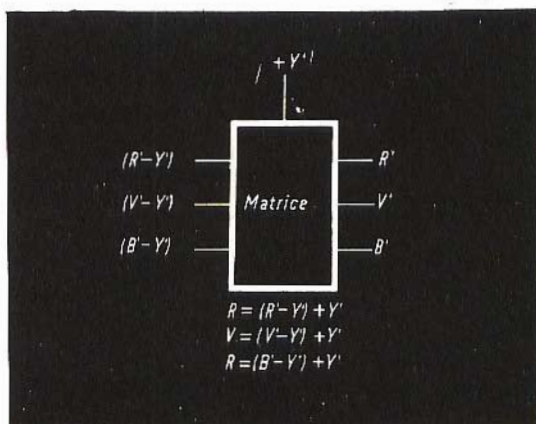



Fig. 9 - Matrice che serve per formare i segnali R', V', B' nel sistema di pilotaggio « R G B ». Di solito, in questa matrice si usano elementi attivi (transistor, valvole) uniti ai soliti elementi passivi (resistori).

Il pilotaggio di catodo è meno usato, perché tra l'altro con questo sistema non si può più disporre di alcun mezzo per limitare la corrente dei raggi di elettroni. Questa impossibilità, dato l'alto costo del cinescopio tricromico, è un grave inconveniente.

Il pilotaggio « R G B » presenta inoltre il grande svantaggio che anche quando si riceve un'immagine in bianco e nero debbono lavorare **tre** amplificatori. Ora, se questi non mantengono nel tempo le stesse caratteristiche, ben difficilmente si potrà ottenere una buona resa della scala dei grigi. C'è da notare che l'occhio in questo caso è molto sensibile e critico.

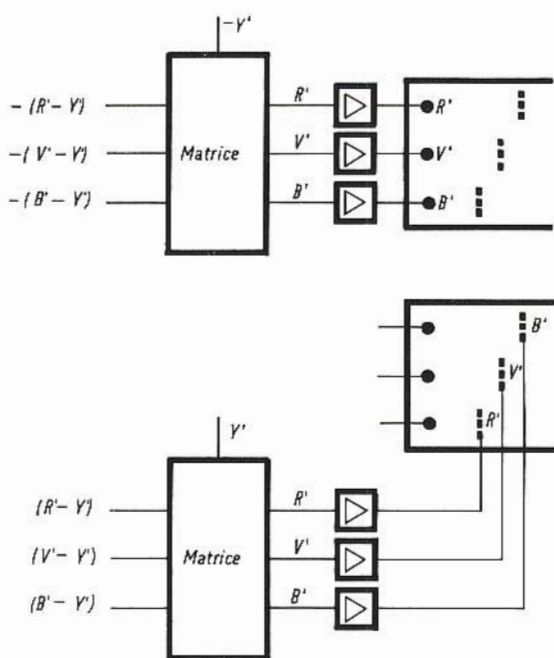
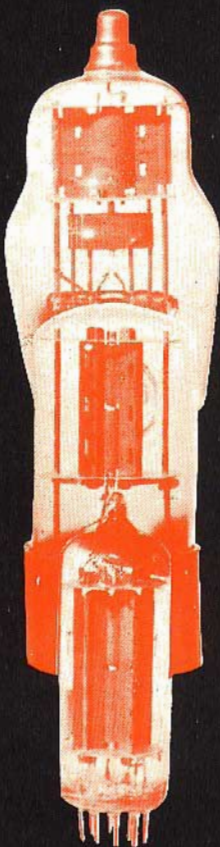



Fig. 10 - Nel sistema di pilotaggio « R G B » del cinescopio, i segnali R', V' e B' possono essere applicati sia alle griglie controllo che ai catodi.

Conclusione

Abbiamo voluto dare questa visione panoramica della **sezione decoder** di un televisore a colori perché il tecnico si renda conto della complessità del lavoro e dello studio che lo attende quando cominceranno ad apparire sul mercato i primi televisori a colori.

LODOVICO CASCIANINI

IMPIANTO CENTRALIZZATO RESISTIVO A SCALA COMPENSATA

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

di Enrico Lercari

Un impianto centralizzato televisivo ha lo scopo di distribuire i segnali captati dall'antenna alle prese utenti, equipartendo la potenza tra di esse, indipendentemente dal cammino percorso nella canalizzazione e mantenendo i requisiti di adattamento d'impedenza fra antenna, linea coassiale e prese utenti.

La difficoltà di questa distribuzione equipartita dipende:

1° - dai conduttori di collegamento (cavo coassiale, attenuazione propria);

2° dalla esigenza che ogni tratta di coassiale sia chiusa sulla sua impedenza caratteristica, per evitare lo stabilirsi nel circuito di onde stazionarie;

3° - dalla necessità di adattamento antenna-rete di distribuzione;

4° - dalla necessità di rendere indipendente la distribuzione dalla frequenza, in modo da poter convogliare più canali televisivi sulla stessa canalizzazione;

5° - dal requisito di distribuzione costante-potenza per ogni utenza.

L'impianto centralizzato qui descritto, risolve pienamente le difficoltà sopraelencate.

Il sistema qui descritto si basa sulla distribuzione ad impedenza costante della tensione d'un generatore (antenna) ad un numero **n** di utenze. Tale distribuzione, se resistiva ed a impedenza costante, è indipendente dalla frequenza del generatore. In pratica, una distribuzione in cavo coassiale non può essere utilizzata oltre circa 300 MHz. Oggi si trovano in commercio cavi coassiali atti a trasmettere alle prese utenti, direttamente, le frequenze UHF, ma quando la rete distributiva si ampia ed il numero delle utenze è grande, è ancora oggi conveniente effettuare la conversione delle frequenze UHF in VHF, scegliendo, per la conversione, un canale VHF che in quella località, non esista tra i canali diffusori TV.

Il fattore limitatore, al crescere della frequenza, è la perdita nei cavi coassiali che è tanto più sensibile quanto più la rete è vasta. L'attenuazione del cavo cresce col crescere della frequenza di lavoro; alle basse frequenze, l'attenuazione dei coassiali è pressochè trascurabile,

mentre diviene sensibile alle alte frequenze Radio, specialmente se dell'ordine di centinaia di megacicli. La sopraddetta attenuazione può essere tuttavia compensata con opportuni accorgimenti, come vedremo successivamente. La distribuzione centralizzata resistiva a scala per l'impianto centralizzato TV qui descritto, possiede le seguenti caratteristiche:

1° - Presenta una impedenza d'ingresso uguale alla impedenza caratteristica del cavo coassiale proveniente dall'antenna (75 o 62 ohm, secondo i casi), la quale, sua volta, è adattata al cavo con opportuno traslatore;

2° - chiude le varie tratte del cavo coassiale sulla loro impedenza caratteristica, prevenendo così le riflessioni e la formazione di onde stazionarie;

3° - distribuisce alle prese utenti, una tensione variabile tra limiti ristretti nel circuito non compensato; una tensione costante, nel circuito compensato;

4° - non discrimina la frequenza e permette quindi il convogliamento alle prese utenti, di qualsiasi canale TV, compatibilmente con le caratteristiche dell'antenna o antenne installate.

In una efficiente distribuzione centralizzata, deve essere fornita ad ogni presa utente, una tensione sufficiente a pilotare un televisore con un buon rapporto segnale/rumore.

A) CASO IDEALE

In un primo tempo supponiamo che si abbia un impianto ideale con cavi coassiali senza perdite. Poiché al termine di ogni tratta di coassiale, la derivazione dell'utenza ed il proseguimento della tratta successiva, provocherebbero un disadattamento d'impedenza, occorre inserire due resistenze compensatrici che chiameremo A e B. Con A chiamiamo la resistenza compensatrice del circuito utente; con B la resistenza compensatrice della tratta di coassiale successivo, in modo da ottenere con queste compensazioni la chiusura del cavo in arrivo sulla sua impedenza caratteristica (fig. 1).

$$(1) \qquad Ro = \frac{(A + Ro) \times (B + Ro)}{A + B + 2\,Ro}$$

Ro = impedenza caratteristica del cavo e dell'utenza;

A = resistenza compensatrice d'utenza;

B = resistenza compensatrice di cavo.

Queste resistenze che sono poste in serie alle utilizzazioni, provocano un'attenuazione che si aggiunge a quella propria del cavo. Trascurando per il momento questa ultima poniamo:

p = attenuazione per utenza;

Vo = tensione di alimentazione della distribuzione (antenna), avremo:

$$(2) \qquad \frac{Vo}{p} = Vu$$ tensione ai morsetti d'ogni utenza.

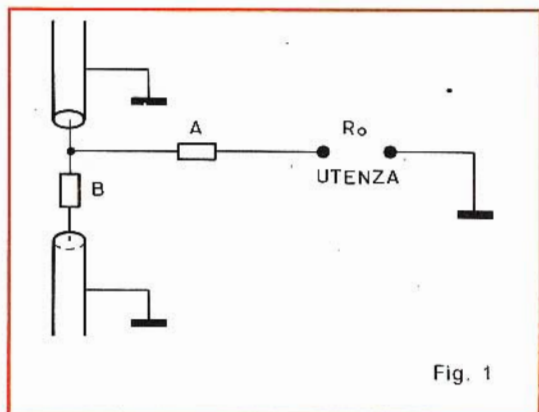



Fig. 1

Il numero delle utenze dell'impianto dipende dalla potenza del segnale captato dall'antenna e quindi, dalla tensione all'ingresso della distribuzione centralizzata (Vo) e dal segnale minimo necessario per ogni utenza. Quest'ultimo segnale deve essere maggiorato dal dieci al venti per cento, per cautelarsi contro l'invecchiamento dell'impianto causato dal deterioramento del materiale nel tempo. A seconda del numero delle utenze, si dovranno usare antenne a guadagno elevato, più antenne alimentanti sezioni d'impianto o anche amplificatori di antenna.

Le resistenze A e B possono essere calcolate a mezzo delle equazioni (1) e (2); indicando con Ak e Bk le resistenze della utenza k (k variante da 1 a n, partendo dall'utenza più vicina all'antenna) si avrà:

$$(3) \qquad Ak = Ro\,(p - k)$$

(4) $$Bk = \frac{Ro}{p - k}$$

dove Ak e Bk sono le resistenze compensatrici.

Esempio di formule per il calcolo delle resistenze A e B per impianto, trascurando le perdite nei cavi coassiali di collegamento:

(5) 1ª Utenza $A_1 = Ro\,(p - 1)$

(5') 2ª Utenza $A_2 = Ro\,(p - 2)$

(5'') 3ª Utenza $A_3 = Ro\,(p - 3)$

(5''') 4ª Utenza $A_4 = Ro\,(p - 4)$

(6) $B_1 = Ro/(p - 1)$

(6') $B_2 = Ro/(p - 2)$

(6'') $B_3 = Ro/(p - 3)$

(6''') $B_4 = Ro/(p - 4)$

e così via...

e così via fino all'ultima utenza. Il numero massimo delle utenze è uguale numericamente all'attenuazione p.

Per $n = p$ avremo:

$An = 0$ $Bn = \text{infinito}$
(cioè circuito aperto)

ciò significa che l'ultima utenza non ha resistenza di compensazione A e non ha derivazioni ad utenze successive, come mostrato in figura 2.

B) CASO REALE

Introduciamo ora, nel calcolo, la perdita nei coassiali di collegamento e poniamo:

a = attenuazione per metro di coassiale alla frequenza di lavoro;

mo = lunghezza in metri del cavo coassiale tra antenne (o amplificatore di antenna) e la prima utenza

m1 = lunghezza in metri del cavo coassiale tra la prima e la seconda utenza

m2 = lunghezza in metri del cavo coassiale tra la seconda e la terza utenza, e così via utenza per utenza fino ad:

n = numero delle utenze

p = attenuazione per utenza dovuta al solo partitore resistivo.

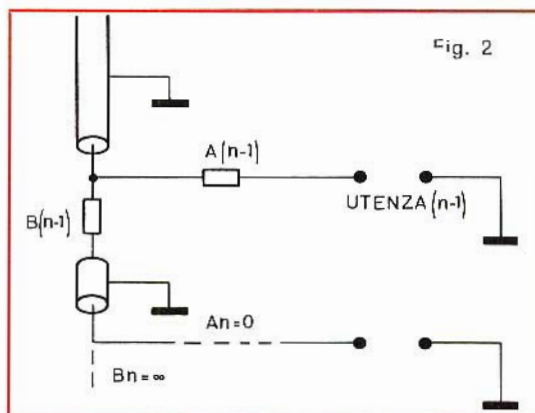
L'attenuazione per utenza in ordine crescente, tra la prima ed ennesima utenza sarà:

(7') per la prima utenza p

(7'') per la seconda utenza pa^{m1}

(7''') per la terza utenza pa^{m1+m2}

(7'''') per la ennesima utenza $pa^{m1+m2+m3+\ldots+m(n-1)}$

Anche in questo caso, il numero delle utenze non potrà mai superare il numero rappresentante l'attenuazione stabilita per canale.

Nel caso ideale del coassiale senza perdite l'attenuazione necessaria per canale era:

(8) $$\frac{Vo}{Vu} = p$$

Nel caso reale del coassiale con perdite all'ultima utenza sarà:

(9) $$\frac{Vo'}{Vu} = pa^{m1+m2+m3+\ldots+m(n-1)}$$

Vo' = nuova tensione necessaria all'inizio dell'impianto centralizzato. Se tutte le tratte coassiali sono della stessa lunghezza l'eq. (9) diventa:

(10) $$\frac{Vo'}{Vu} = pa^{m(n-1)}$$

Vo' = tensione all'ingresso della distribuzione centralizzata

m = lunghezza d'una tratta in metri.

Da quanto sopra risulta, che nel caso reale non è più possibile ottenere tensioni di utenza tutte uguali con il sistema di cal-

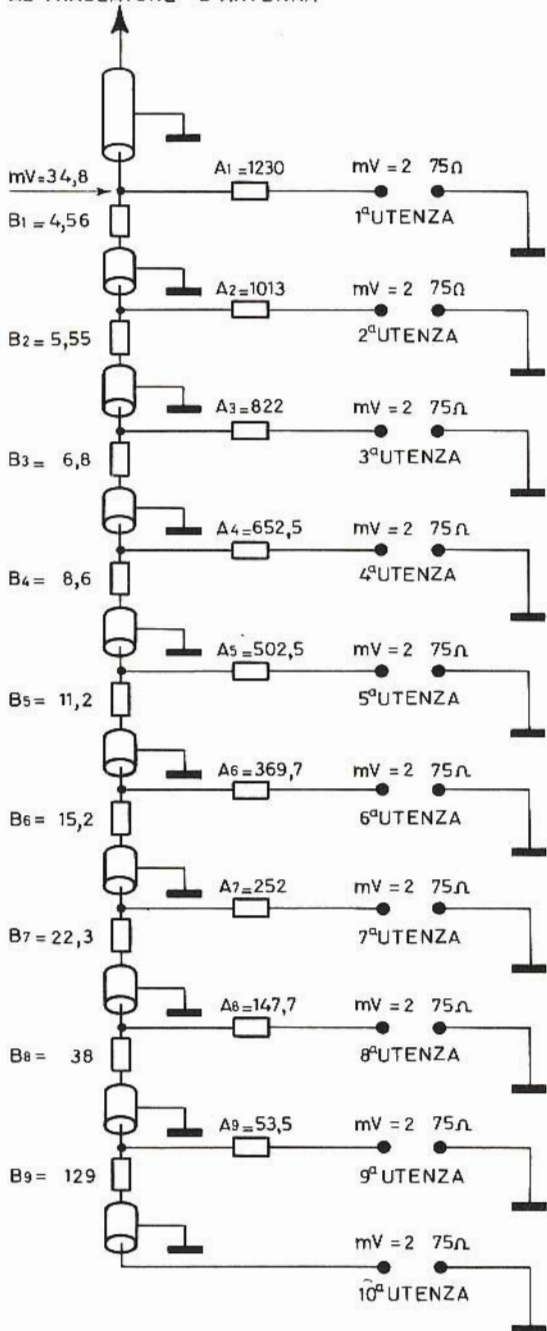



Fig. 3 - Impianto schematico per 10 utenze con relativi valori di resistenze.

colo or ora descritto, e, per compensare le perdite in modo che anche all'ultima utenza arrivi almeno il segnale minimo richiesto, occorre che la tensione all'ingresso della distribuzione venga aumentata da Vo a Vo' se si vuole mantenere lo stesso numero d'utenze. I partitori resistivi di derivazione devono essere attuati con resistenze antiinduttive e presentare impedenze d'ingresso e d'uscita adattate.

Per ridurre al minimo le perdite, l'impianto va studiato in modo razionale, riducendo al minimo possibile la lunghezza delle tratte coassiali.

C) DISTRIBUZIONE CENTRALIZZATA A SCALA COMPENSATA

Le perdite dovute al coassiale introducono come si è visto, un'attenuazione che disimmetrizza la distribuzione di tensione alle utenze. Questo difetto viene corretto, nella distribuzione a scala compensata, con opportune e calcolate modifiche alle resistenze compensatrici A e B. Il loro valore sarà così modificato:

(11) 1ª ut. $A_1 = Ro\,(p - 1)$

(11') 2ª ut. $A_2 = Ro\,\dfrac{p - (1 + a^{m1})}{a^{m}}$

(11'') 3ª ut. $A_3 = Ro\,\dfrac{p - (1 + a^{m1} + a^{m1+m2})}{a^{m1+m2}}$

(12) $B_1 = Ro/(p - 1)$

(12') $B_2 = Ro/\dfrac{p - (1 + a^{m1})}{a^{m}}$

(12'') $B_3 = Ro/\dfrac{p - (1 + a^{m1} + a^{m1+m2})}{a^{m1+m2}}$

e così via fino all'ultima utenza.

Si considera, in queste formule, il segnale all'ingresso della prima utenza. In pratica bisognerà tener conto dell'attenuazione apportata dal cavo di collegamento tra antenna e la prima utenza.

Nel circuito compensato il numero delle utenze è sempre inferiore al numero che rappresenta l'attenuazione (p).

Allo scopo di abbreviare il calcolo, si può assumere che tutte le tratte, e ciò si può ottenere in pratica con lo studio del percorso della canalizzazione, abbiano lunghezza uguale a quella media m.

In questo caso le formule precedenti divengono:

(13) 1^a ut. $A_1 = Ro\,(p - 1)$

(13') 2^a ut. $A_2 = Ro \dfrac{p - (1 + a^m)}{a^m}$

(13'') 3^a ut. $A_3 = Ro \dfrac{p - \dfrac{a^{2m} - 1}{a^m - 1} a^m}{a^{2m}}$

(13''') 4^a ut. $A_4 = Ro \dfrac{p - \dfrac{a^{3m} - 1}{a^m - 1} a^m}{a^{3m}}$

(14) 1^a ut. $B_1 = Ro/(p - 1)$

(14') 2^a ut. $B_2 = Ro \dfrac{a^m}{p - (1 + a^m)}$

(14'') 3^a ut. $B_3 = Ro \dfrac{a^{2m}}{p - \dfrac{a^{2m} - 1}{a^m - 1} a^m}$

(14''') 4^a ut. $B_4 = Ro \dfrac{a^{3m}}{p - \dfrac{a^{3m} - 1}{a^m - 1} a^m}$

e così via. La resistenza in serie all'ultima utenza sarà nulla. La resistenza compensatrice B, come nei casi precedenti risulterà infinita, significando che la distribuzione deve essere qui terminata per i motivi già descritti.

Se la resistenza An è nulla avremo:

$$An = 0$$

(15)
$$p = \frac{a^{(n-1)m} - 1}{a^m - 1} a^m$$

$$Vo = p\,Vu$$

tensione che è necessario fornire dall'antenna, all'ingresso della distribuzione, per alimentare le utenze alla tensione Vu.

Conoscendo la tensione Vo e volendo conoscere quante utenze possono essere alimentate alla tensione Vu, con tratte coassiali di lunghezza media m, dalla (15) ricaveremo questo numero:
n, numero delle utenze =

(16)
$$n = \frac{\lg_{10}\left[p \dfrac{a^m - 1}{a^m} + 1\right]}{m \lg_{10} a} + 1$$

Il numero delle utenze ricavato con questa formula è generalmente frazionario, e deve quindi essere calcolato adottando il corrispondente numero approssimato per difetto.

D) ESEMPIO

Supponiamo di avere:

Numero delle utenze: 10;

Tensione richiesta per utenza: 2 millivolt;

Cavo coassiale a disposizione dell'impianto: attenuazione 26,5 decibel ogni cento metri; quindi: 20 $\log_{10}$ a = 0,265 dB, a = 1,03 +;

Impedenza caratteristica del cavo: 75 Ω;

Lunghezza della tratta media tra le utenze: metri 4.

Calcolo:

La tensione all'ingresso della distribuzione richiesta, e quindi all'altezza del primo ricevitore, per avere per ogni singola utenza 2 millivolt, dovrà essere: Vo=p Vu e dalla (15) l'attenuazione per utenza risulta:

$$p = \frac{Vo}{Vu} = \frac{a^{(10,1)4} - 1}{a^4 - 1} a^4 = 17{,}4 \text{ mV}$$

quindi la tensione all'ingresso della distribuzione dovrà essere:

$$Vo = 17{,}4 \times 2 = 34{,}8 \text{ mV}$$

Si può quindi concludere che sono richiesti millivolt 34,8 all'ingresso della distribuzione per fornire alle 10 utenze una tensione Vu di 2 millivolt.

Con questi elementi base e coll'aiuto delle equazioni (13) e (14) si calcolano facilmente le resistenze compensatrici di utenza A e B. In fig. 3 è schematicamente indicato l'impianto per 10 utenze con relative resistenze A e B, calcolate utenza per utenza.

L'impianto calcolato, essendo resistivo, può distribuire alle utenze derivate, più canali a frequenza diversa, tuttavia la compensazione è valida solo nell'intervallo di frequenze per cui a = 1,03.

L'ANTENNA RICEVENTE

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

Riportiamo in questo articolo alcune nozioni fondamentali sulle antenne riceventi, cercando di spiegare con alcuni esempi pratici, la teoria del dipolo in mezz'onda e della sua applicazione pratica all'apparecchio utilizzatore.

É noto che l'energia è irradiata in alcune circostanze sotto forma di onde radio e di altre forme d'energia. Quindi è possibile anche l'inverso e se un'onda elettromagnetica incontra sul suo cammino un conduttore, quest'ultimo si comporta come un ostacolo, presentando assorbimento e riflessione. L'energia che viene emessa da questo ostacolo al campo elettromagnetico e, di conseguenza, resta in questo ostacolo, è di nuovo trasformata in energia elettrica. Il principio dell'antenna di riflessione è basato a grandi linee, sul fatto che una parte dell'energia assorbita da questa antenna nel campo elettromagnetico è applicata al ricevitore radio o televisivo che è ad essa applicato.

Prima di studiare più dettagliatamente l'antenna ricevente e specialmente l'antenna utilizzata per la ricezione delle onde ultra corte, è necessario per prima cosa farsi un'idea chiara di quello che si vuole, vale a dire delle esigenze richieste dall'antenna. Provvisoriamente ci si accontenterà di una enumerazione delle esigenze più importanti, che saranno trattate in questi articoli.

In questo primo articolo, ci occuperemo del dipolo a semionda.

Il dipolo a semionda

Quando una barretta di materiale conduttore viene messa in un campo elettromagnetico, in questo conduttore viene indotta una energia elettrica, ciò significa che una corrente lo attraversa, in altri termini che si produce in esso uno spostamento delle cariche elettriche.

Secondo la teoria dell'elettricità, la barretta di materiale conduttore presenta una autoinduttanza e una capacità determinate, ripartite in modo uniforme sulla lunghezza della barretta. Per chiarire questo punto, la fig. 1a, rappresenta una barretta costituita infatti di 9 piccole barrette che possiedono ognuna le loro autoinduttanze e le loro capacità pro-

prie; nella stessa figura è anche indicata una ripartizione della capacità su tutta la barra. Si suppone che a un dato istante tutti i condensatori abbiano una

Fig. 1 - a) rappresentazione teorica di una barretta costituita da 5 piccole barrete; b) rappresentazione schematica delle correnti nella barretta; c) sfasamento fra la corrente e la tensione ai suoi capi.

certa carica. In seguito questi condensatori cominceranno a scaricarsi nell'autoinduttanza nei pezzi di filo corrispondente. Il condensatore C_5 applica allora una corrente I_5 attraverso l'autoinduttanza L_5; C_4 una corrente I_4 attraverso L_4, L_5, L_6; C_3 una corrente I_3 attraverso L_3, L_4, L_5, L_6, L_7 ecc. Al centro della barretta passa dunque la corrente maggiore, vale a dire $I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5$, questa corrente va diminuendo verso le estremità e può diventare anche nulla (vedere fig. 1). Queste correnti creano dei campi magnetici nelle diverse autoinduttanze e siccome i condensatori sono scarichi, fanno in modo che essi siano di nuovo carichi, essendo la polarità invertita. Fra la corrente che attraversa la barretta e la tensione ai suoi capi esiste dunque uno sfasamento di 90°, di modo che l'andamento della tensione e della corrente può essere rappresentato in fig. 1c.

Nella barretta, un carico si dispone alternativamente, di modo che l'energia è irradiata sotto forma di vibrazioni elettromagnetiche (di conseguenza solo le perdite dell'impedenza della barretta sono trasformate in calore).

Fig. 2 - Schema elettrico di principio di un dipolo.

A seconda di quello che la precede, la barretta può dunque essere sostituita da un montaggio serie di valore identico consistente in una sorgente di tensione che sviluppa una tensione alternata, un'auto-induttanza, una capacità e una resistenza.

Lo schema di principio è rappresentato in fig. 2. Notiamo ancora che la resistenza R_a (impedenza specifica d'antenna) si compone di due resistenze, la resistenza di perdita R_v e la resistenza di irradiamento R_s. La prima è una impedenza

pura di alta frequenza e misura l'energia che si trasforma in calore nella barretta, contrariamente alla resistenza R_s che è un'impedenza apparente dovuta all'energia irradiata dalla barretta sotto forma di vibrazioni elettromagnetiche. Questo irradiamento significa una perdita per la energia elettrica nella barretta. Si intende per resistenza di irradiamento R_s,

$$R_s = N_s/I^2_{max}$$

dove N è l'energia irradiata dalla barretta e I_{max} è il valore massimo effettivo della corrente che passa nella barretta.

La fig. 3 mostra che l'intensità che passa nella barretta è massima quando $\omega L = 1/\omega C$. Questo caso di risonanza è raggiunto se la lunghezza della barretta è circa identica alla semi lunghezza d'onda delle vibrazioni elettromagnetiche assorbite dalla barretta. In questo caso, si parla di un dipolo in semionda.

La prima domanda che ci si pone riguarda il problema di sapere come prelevare sulla barretta la maggiore energia possibile.

Nella ricezione delle onde ultra-corte, come nel caso della FM e della TV, il dipolo a semionda è diviso in due parti uguali, ciascuna avente l'onda di $1 = \lambda/4$ e collegata all'ingresso del ricevitore con un cavetto. Questo sistema, riportato in fig. 3 è chiamato dipolo a semi-onda. In questa figura è anche rappresentato lo sviluppo della corrente e della tensione ai capi del dipolo. Siccome l'ingresso del ricevitore si comporta praticamente come una resistenza pura, l'installazione della fig. 29 può essere sostituita da uno schema di principio equivalente, come quello rappresentato in fig. 30. In questo montaggio la massima trasmissione di energia è ottenuta quando $R_a = R_i$; dove R_a è la resistenza specifica d'antenna e R_i la resistenza d'ingresso del ricevitore corrispondente (i fabbricanti di apparecchi danno sempre il valore di R_i nelle note d'impiego del ricevitore).

Nel caso $R_a = R_i$, la tensione applicata al ricevitore è uguale alla metà della tensione indotta nell'antenna dal campo elettro-magnetico. Dunque $E_i = 1/2\, E$.

In una installazione d'antenna in cui $R_a = R_i$ si può dire che si ha un buon adattamento; in questo caso, la metà dell'energia che viene indotta nell'antenna sarà applicata al ricevitore, mentre l'altra metà sarà di nuovo irradiata dall'antenna sotto forma di vibrazioni elettromagnetiche.

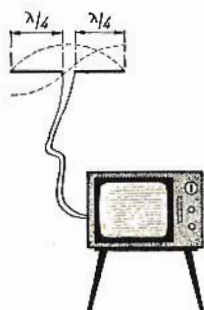



Fig. 3 - Esempio di dipolo a semionda applicato a un televisore.

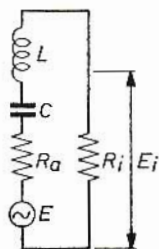



Fig. 4 - Schema di principio equivalente di un dipolo a semionda.

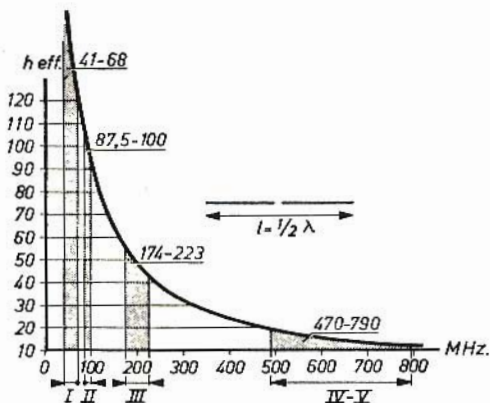



Fig. 5 - Diagramma rappresentante il rapporto fra la frequenza e l'altezza effettiva in cm del dipolo a semionda semplice.

La tensione E che viene indotta nel dipolo dal campo elettromagnetico dipende da 2 fattori:

1) l'intensità del campo che regna sul posto;

2) l'altezza effettiva dell'antenna

$$E = F \times h_{eff}$$

dove E è la tensione indotta in volt, F è l'intensità del campo in volt/metro, h_{eff} è l'altezza effettiva dell'antenna in metri.

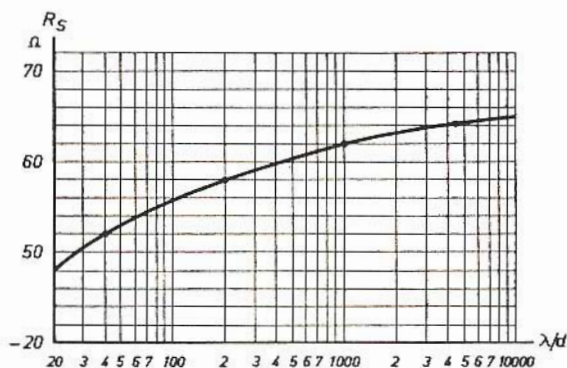



Fig. 6 - Diagramma della resistenza di irradiamento del dipolo.

Il primo punto significa che si deve fare molta attenzione al posto dove l'antenna deve essere installata. Specialmente nelle case grandi e nei terreni ondulati, possono esistere delle differenze considerevoli di intensità di campo in posti relativamente vicini.

L'altezza effettiva di un'antenna non ha niente a che vedere con la lunghezza del palo di sostegno, ma deve essere considerata come una grandezza caratteristica per un tipo determinato d'antenna. Per il dipolo a semionda semplice, questa altezza effettiva d'antenna è di:

$$h_{eff} = \lambda/\pi$$

In questa formula si può vedere che h_{eff} è direttamente proporzionale alla lunghezza d'onda del segnale da ricevere. Se $\lambda = 3{,}2$ metri (il centro della banda FM) si ha $h_{eff} = 3{,}2/\pi = 1{,}02$ metri.

Al contrario se λ è di 50 cm. (banda IV) si ha h_{eff} a $50/\pi = 16$ cm. A titolo puramente indicativo la fig. 5 da il rapporto fra, da una parte, la frequenza in MHz, e dall'altra parte, l'altezza effettiva in cm. del dipolo a semionda semplice.

In questa figura sono anche indicate le bande di frequenza I, II, III, IV e V.

Per maggior chiarezza riportiamo ora un esempio pratico; se l'intensità di campo al posto dell'antenna è di 2000 μV/m e l'altezza effettiva dell'antenna è di 50 cm., la f.e.m. E indotta sarà uguale a:

$$2000 \times 10^{-6} \times 0{,}50 = 10^{-3}\ V = 1\ mV$$

Nell'esempio precedente si era supposto implicitamente che il diametro del dipolo fosse estremamente piccolo. In pratica, perciò questo non è il caso ideale, perché un tale dipolo sarà meccanicamente irrealizzabile. Un'antenna a dipolo prevista per la ricezione della FM e della TV consiste, la maggior parte delle volte, di due tubi di diametro uguale chiusi alle estremità. Sono da preferire dei tubi con delle aste robuste, principalmente per delle ragioni di abbassamento di peso. Si deve sapere che il diametro dei tubi esercita una influenza importante su diverse caratteristiche dell'antenna. Nel grafico rappresentato in fig. 6, la resistenza d'irradiamento R_1 del dipolo è indicata in funzione del quoziente λ/d, dove λ è la lunghezza d'onda in metri e d è il diametro dei due tubi che costituiscono il dipolo, espressi ugualmente in metri. Con dei tubi estremamente sottili, dunque quando λ/d è praticamente infinito, la resistenza d'irradiazione raggiunge 73 Ω.

Facciamo ora un esempio numerico: il diametro dei due tubi che costituiscono il dipolo per onde corte, calcolato per la ricezione di un segnale di 100 MHz (banda FM) è di 6 mm. (valore del tutto normale). Il dipolo è dunque calcolato per una lunghezza d'onda di $\lambda = 300.000.000/100.000.000 = 3$ metri. Il quoziente λ/d è allora $3/0{,}006 = 500$. La resistenza d'irradiamento di questo dipolo è dunque di circa 61 Ω (vedere fig. 6).

AMPLIFICATORI A LARGA BANDA

L'ABC DELLA ELETTRONICA

Parte I

In questo articolo continuiamo la trattazione degli amplificatori, occupandoci questa volta degli amplificatori a larga banda, delle loro applicazioni e delle loro caratteristiche generali. Nel corso dell'articolo ci occuperemo anche delle impedenze di ingresso e d'uscita di questi amplificatori, fattore questo molto importante all'atto del collegamento agli altri circuiti.

Nella categoria degli amplificatori di bassa frequenza si può inserire anche quella speciale categoria di amplificatori chiamati a larga banda. Mentre gli amplificatori di bassa frequenza devono essere in grado di amplificare i segnali in una banda di frequenza relativamente larga per esempio, da 0,20 Hz a 10-20 kHz, gli amplificatori a larga banda devono essere in grado di amplificare segnali a frequenze molto più elevate. Naturalmente il limite di frequenza dipende solamente dall'applicazione particolare alla quale l'amplificatore è destinato, in tal modo si possono raggiungere dei valori come 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 100 MHz e anche valori superiori. Si deve tener conto a questo punto che il circuito è sempre più difficile da realizzare man mano che il limite superiore di frequenza diventa più alto. Questo è in generale dovuto al fatto che quando la banda è più grande, il guadagno di conseguenza diventa più piccolo perciò il circuito deve essere progettato con un numero di stadi sempre maggiore.

Quando per cause di progetto è richiesta una tensione di uscita elevata, per esempio 100 V o anche maggiore, la tensione d'alimentazione deve avere un valore maggiore di quella d'uscita per esempio di 140-200 V, questo anche nel caso il circuito fosse equipaggiato di transistor. Naturalmente in questi circuiti è richiesta una linearità assoluta su tutta la banda; per ottenere questa condizione essenziale si impiegano normalmente dei montaggi formati da resistenze o condensatori o dei collegamenti diretti. Dopo questi circuiti si utilizzano dei circuiti correttori che permettono di conservare il guadagno senza perdere i limiti della banda.

Applicazioni degli amplificatori a larga banda

Gli amplificatori a larga banda trovano applicazione nei circuiti a video frequenza degli apparecchi televisivi sia in bianco e nero che a colori.

Gli amplificatori a larga banda sono utilizzati anche in tutti gli oscilloscopi di misura e inoltre nei circuiti che precedono alcuni voltmetri elettronici.

Nel campo dell'elettronica industriale gli amplificatori a larga banda hanno moltissime applicazioni; ricordiamo infatti che l'amplificazione deve avere valori di distorsione più bassi possibile e il segnale di uscita deve riprodurre il più fedelmente possibile quello d'ingresso.

Caratteristiche degli amplificatori a larga banda

La caratteristica essenziale di un amplificatore a larga banda è il suo guadagno, che in generale è un guadagno in tensione. Questo può essere definito dal rapporto della tensione d'uscita con quella d'ingresso e cioè:

$$\rho = \frac{\text{tensione in uscita}}{\text{tensione in ingresso}}$$

Così, per esempio, quando in un amplificatore a video frequenza si applica all'ingresso una tensione di 1 V e si avrà in uscita una tensione di 50 V, si avrà un guadagno di tensione di 50 volte.

La formula del guadagno ρ non richiede che l'impedenza di ingresso e quella di uscita siano uguali. Nel caso in cui queste impedenze siano diverse non potremo calcolare ρ in decibel secondo la formula $N\,dB = 20 \log \rho$, in quanto questa formula è valida solamente nel caso in cui le impedenze siano uguali, caso piuttosto raro del resto, negli apparecchi pratici. Bisogna tener presente che in pratica la conoscenza del valore del guadagno è molto importante.

Dal valore del guadagno dipende direttamente il valore delle tensioni d'ingresso e di uscita, cioè V_i e V_u. Il rapporto

$\rho = \frac{V_u}{V_i}$ è valido qualunque siano i valori delle tensioni. Per essere precisi, si può dire che il progetto dell'amplificatore è determinato dai valori massimi delle tensioni V_u e V_i, dopo aver determinato questi ultimi si può determinare il valore di ρ.

Di conseguenza, in un oscilloscopio, l'amplificatore verticale V, cioè quel circuito che è posto fra il segnale che si deve esaminare e le placche di deviazione verticale, deve dare in uscita un valore di tensione da picco a picco che dipende dal diametro dello schermo e dalla sensibilità del tubo.

Per fare un esempio, possiamo assumere un valore di tensione di uscita V_u di 100 V, la tensione d'ingresso V_i deve essere più piccola possibile, per esempio di 10 mV. Si può così determinare il guadagno, che sarà: $\rho = V_u/V_i = 100/0{,}01 = 10.000$ volte. Questa condizione non vuol dire che il valore di V_u dovrà essere di 10 mV, ma si deve tener conto di queti due fattori:

a - Si deve fare attenzione a non applicare all'amplificatore una tensione maggiore di 10 mV, perché si avrebbero delle distorsioni. Per ottenere questo, è sufficiente disporre nel circuito fra l'ingresso e l'uscita un attenuatore che riduca tutte te tensioni maggiori della tensione massima stabilita. Naturalmente, questo circuito attenuatore deve essere anch'esso perfettamente fedele.

b - All'ingresso può essere applicata qualsiasi tensione di valore inferiore alla tensione V_i massima. Si deve ricordare che essendo il rapporto ρ costante, il valore della tensione V_u sarà sempre proporzionale a V_i e sarà valida la relazione $V_u = \rho V_i$.

Un'altra caratteristica molto importante che bisogna tener presente è la larghezza di banda. Si deve dunque esaminare la curva di risposta grazie alla quale si determineranno poi i limiti inferiore e superiore di frequenza.

Distorsione degli amplificatori a larga banda

Come abbiamo già detto, in questi amplificatori è necessario avere una assenza totale di distorsione e cioè la forma del segnale di uscita deve avere la stessa ampiezza e lo stesso senso del segnale d'ingresso. Durante la messa a punto si deve fare in modo di ridurre al massimo la distorsione. Questa operazione può

essere fatta in pratica con l'aiuto di due oscilloscopi come si può vedere in fig. 1.

La misura consiste solamente nel confrontare la forma del segnale di uscita V_u con quello d'ingresso V_i. Per poter confrontare questi segnali, all'ingresso verticale del primo oscilloscopio viene mandato il segnale d'ingresso mentre il segnale di uscita viene mandato al secondo oscilloscopio.

In queste condizioni, si devono effettuare dei ritocchi sui valori dei componenti fino ad ottenere una immagine del segnale di uscita simile a quello d'ingresso.

Bisogna notare però che effettuando delle misure all'oscilloscopio in questo modo, non si possono rilevare dei valori bassi di distorsione; per questo è necessario effettuare delle misure dirette di distorsione con l'aiuto di apparecchi di tipo particolare.

Le impedenze d'ingresso e di uscita dell'amplificatore

Parlando di impedenza, si deve intendere l'insieme degli elementi R, L e C che si trovano all'ingresso e all'uscita di un amplificatore o di altri montaggi elettronici.

Quando si presenta il caso di un amplificatore avente una distorsione molto bassa, l'impedenza deve avere una componente in maggioranza di natura resistiva.

Nella pratica comune, l'impedenza sia dello stadio di ingresso che di uscita, si definisce con la resistenza pura e la capacità; questa capacità che shunta questa resistenza deve essere più bassa possibile (fig. 2).

Come è noto la reattanza di una capacità X_c si può calcolare con la formula seguente:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

questa reattanza si misura in ohm come le comuni resistenze. Bisogna fare in modo che X_c abbia un valore più grande possibile perché si avvicini di più a una resistenza pura. Come si può facilmente capire la reattanza X_c sarà maggiore a misura che il valore del condensatore C e della frequenza f saranno piccoli.

Quando la reattanza X_c varia, pur restando il valore del condensatore C fisso, la forma dei segnali viene alterata; si deve notare che con più il valore della reattanza diminuisce più notevole è la sua influenza. Quando i segnali sono di forma sinusoidale, è chiaro che la reattanza diminuisce all'aumentare della frequenza. Riportiamo, per esempio, alcuni valori tipici di un amplificatore per oscilloscopio; all'ingresso avremo un valore di 500 kΩ e 2 pF mentre all'uscita si avrà un valore di 500 kΩ e 5 pF.

Nel caso degli amplificatori, nella maggior parte dei casi pratici, si può considerare la resistenza d'ingresso R_i e quella d'uscita R_u al posto delle impedenze ottenute tenendo conto delle capacità in parallelo su queste resistenze.

Collegamento di un amplificatore

In fig. 3 è riportato lo schema del principio di collegamento di un amplificatore. Come si può facilmente vedere, l'amplificatore riceve il segnale da amplificare e_i da un apparecchio che può essere un generatore. All'uscita, l'amplificatore fornisce un segnale e_u che viene inviato a un altro apparecchio chiamato utilizzatore.

Riferendoci ancora alla fig. 1, si può vedere che il generatore è l'apparecchio che fornisce i segnali d'ingresso e_i da studiare; A è l'amplificatore e U è l'utilizzatore, che in questo caso è l'oscilloscopio O_2.

Come si può vedere invece in fig. 3 ogni terminazione presenta una resistenza e più precisamente R_g è la resistenza di uscita del generatore, R_i e R_u sono le resistenze d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore, mentre R_{ut} è la resistenza di ingresso dell'utilizzatore.

Un fattore molto importante è la potenza P. Per maggiore chiarezza riportiamo l'esempio di una lampada collegata alla rete. Il segnale sinusoidale fornito dalla rete alla lampada ha una potenza P, per esempio P = 100 W quando la lampada consuma 100 W. La corrente può essere calcolata con la formula solita

$I = P/V$; avendo una tensione di 220 V si avrà:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{100}{220} = 0{,}45 \text{ A circa}$$

Fig. 1 - Esempio di collegamento di un amplificatore in prova a due oscilloscopi adatti alla verifica della distorsione.

Il generatore che manda i segnali all'amplificatore ha in uscita una resistenza R_g mentre all'ingresso dell'amplificatore vi è la resistenza R_i.

Fig. 2 - Impedenza d'ingresso e di uscita di un amplificatore.

Nel corso delle prove effettuate, si è notato che il valore massimo di potenza viene trasmesso dal generatore all'ingresso dell'amplificatore quando si ha l'adattamento migliore e cioè quando si verifica la condizione seguente:

$$R_g = R_i$$

Naturalmente non sempre si può realizzare questa condizione, ma ci si deve accontentare di un adattamento approssimato.

Quando non è possibile effettuare alcun adattamento, nel caso di amplificatori di tensione, è consigliabile seguire le due

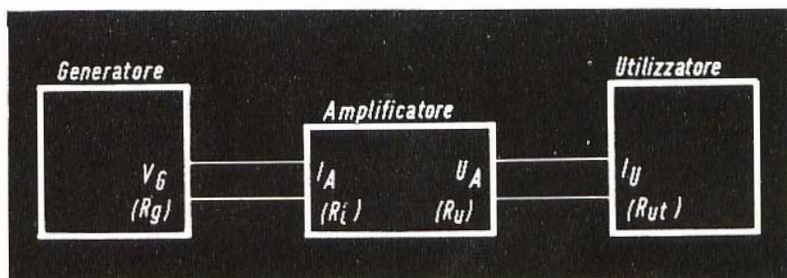
regole presenti:

$$R_i > R_g$$

e

$$R_{ut} > R_u$$

Il problema dell'adattamento si presenta spesso nei circuiti equipaggiati a valvole e ancora di più in quelli a transistor. I transistor a effetto di campo sono molto simili come principio alle valvole.

Fig. 3 - Esempio di collegamento di un amplificatore ad un generatore e all'utilizzatore.

Il consumo di benzina nelle automobili può essere ridotto mediante un circuito elettronico che controlli la carburazione in rapporto al numero dei giri del motore. Ad un elevato numero di giri viene immessa nella camera di combustione del motore una miscela di benzina particolarmente ricca. In realtà essa viene bruciata solo in parte e, di conseguenza, produce una maggiore quantità di gas di scarico, oltretutto ricchi di sostanze nocive, che contribuiscono ad inquinare l'aria delle nostre città.

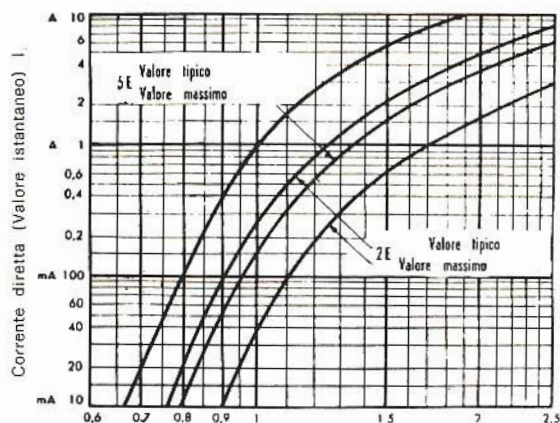
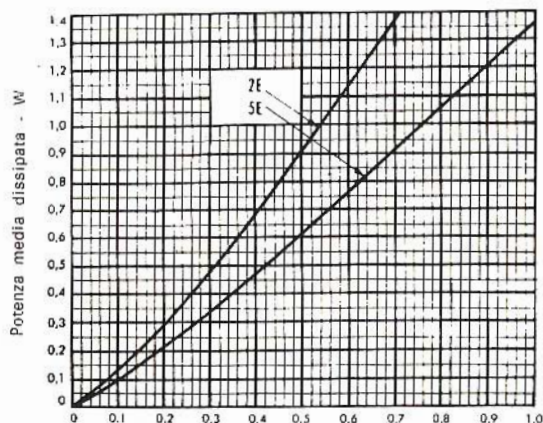
PONTI MONOFASE I. R.

NUOVI COMPONENTI

I ponti monofase di piccola potenza prodotti dalla International Rectifier rappresentano in molti casi una efficace soluzione ai problemi di raddrizzamento di correnti alternate. Essi sono costituiti in genere da quattro diodi collegati a ponte secondo il noto schema. I diodi possono essere montati in un unico contenitore di resina, nel caso di potenze modeste, oppure su un supporto metallico utile a dissipare potenze più elevate. Alcuni tipi comprendono per ciascun ramo del ponte due diodi, anziché uno, collegati in serie ed in parallelo, in modo da ottenere rispettivamente maggiori tensioni o correnti in uscita.

I ponti monofase sono particolarmente apprezzati per praticità e rapidità di montaggio, compattezza di ingombro ed, in definitiva, economia di costo.

Gli elementi costitutivi dei ponti sono normali diodi raddrizzatori della serie 2E, 5E, SD9 della produzione I. R.

Le curve qui sotto sono appunto relative alle caratteristiche corrente-tensione (a sinistra) e potenza-corrente (a destra) per i diodi della serie 2E e 5E.

La tabella qui sotto indica per ciascun tipo di ponte la massima tensione di alimentazione in c.a., la massima tensione di uscita corrispondente in c.c., infine il massimo valore della corrente continua erogata, con il supporto alla temperatura di 40°C. Per ogni tipo è inoltre elencata la figura corrispondente con le dimensioni di ingombro.

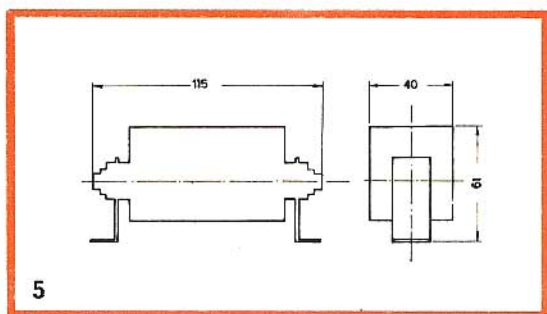
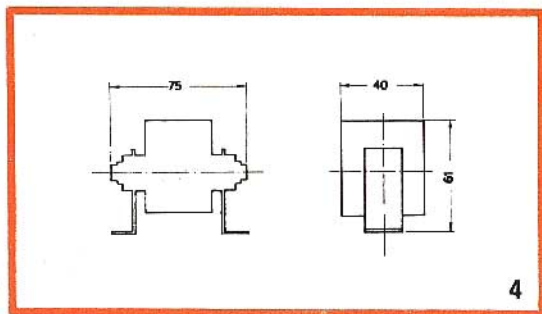
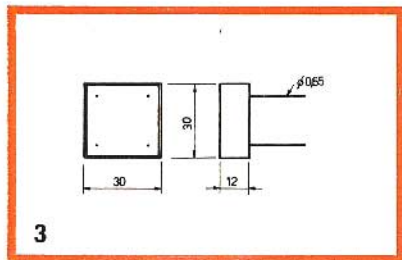
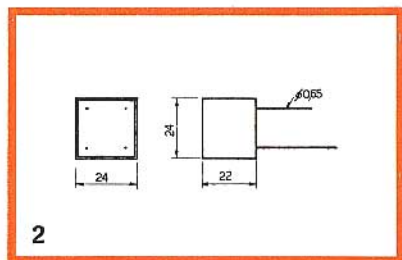
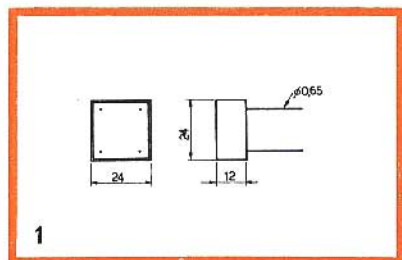
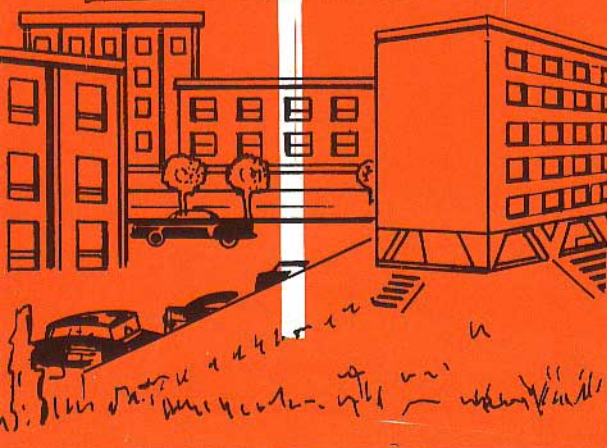
L'interpretazione delle sigle è legata ad un codice ben preciso: le prime due lettere specificano il tipo di componente (PM = ponte monofase)

La prima cifra indica il numero dei rami del ponte (4 in questi casi)

La seconda cifra indica il numero dei diodi in serie per ramo (1 o 2 in questi casi)

La terza cifra indica il numero dei diodi in parallelo per ramo (1 o 2 in questi casi)

Segue la sigla di identificazione del tipo di diodi usati nel ponte.

TIPO	Tensione in c.a. di alimentaz.	Tensione di uscita a carico in c.c.	Corrente in c.c. a 40°	Fig.
In resina:				
PM4112E1/res	24	21	0,9	1
PM4112E2/res	48	43	0,9	1
PM4112E4/res	96	86	0,9	1
PM4112E6/res	144	129	0,9	1
PM4115E1/res	24	21	1,2	1
PM4115E2/res	48	43	1,2	1
PM4115E4/res	96	86	1,2	1
PM4115E6/res	144	129	1,2	1
PM4125E1/res	24	21	2,4	2
PM4125E2/res	48	43	2,4	2
PM4125E4/res	96	86	2,4	2
PM4125E6/res	144	129	2,4	2
PM4215E6 res	288	262	1,2	3
Metallici				
PM411SD91S	30	24	5	4
PM411SD92S	60	51	5	4
PM411SD94S	120	105	5	4
PM411SD96S	180	159	5	4
PM411SD98S	240	213	5	4
PM411SD910S	300	266	5	4
PM421SD96S	280	247	4,5	5
PM421SD98S	380	337	4,5	5
PM421SD910S	480	447	4,5	5
PM412SD91S	30	24	8	5
PM412SD92S	60	51	8	5
PM412SD94S	120	105	8	5
PM412SD96S	180	159	8	5
PM412SD98S	240	213	8	5
PM412SD910S	300	266	8	5

I CIRCUITI A FILM SOTTILE

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

Nella produzione dei componenti passivi le vantaggiose proprietà dei film sottili sono utilizzate già da tempo. Per esempio un collaudato dielettrico per condensatori elettrolitici consiste di un deposito di ossido di alluminio o di tantalio, dello spessore di pochi decimillesimi di millimetro. L'evoluzione attuale della tecnica permette di realizzare assemblaggi miniaturizzati di numerosi componenti, con vantaggio, oltre che per le dimensioni, anche per la sicurezza di funzionamento.

Diversi processi sono adatti per produrre circuiti film sottili, i quali hanno una caratteristica in comune: tutte le parti dei condensatori e delle resistenze sono formate da film sottile, ed anche la rete dei fili di cablaggio viene sostituita da sottili tracce conduttrici (vedi fig. 1). I substrati più comuni sono di vetro o di ceramica, con spessori da pochi decimi fino ad un millimetro.

Il numero dei componenti che può essere racchiuso in 1 cm^3 può arrivare a circa 100, valore che è quasi 50 volte superiore a quello medio ottenibile con componenti convenzionali. Inoltre una ulteriore concentrazione di componenti aggraverebbe soltanto i problemi della dissipazione di calore e del collegamento tra il piccolo sub-assemblaggio ed il circuito esterno.

I substrati servono logicamente anche da supporto meccanico per il film sottile ed eventualmente per componenti attivi come diodi e transistor. Nello stesso tempo funzionano da isolamento rispetto ai circuiti sottostanti — precauzione necessaria nei montaggi sovrapposti.

La tecnica dei circuiti a film sottile procede di pari passo con quella dei circuiti integrati monolitici, senza che possa essere sostituita da quest'ultima; infatti se nei circuiti monolitici la miniaturizzazione è più spinta, nei circuiti a film-sottile la flessibilità di progetto e applicazione è molto superiore, cosicchè i due tipi sono ugualmente utili.

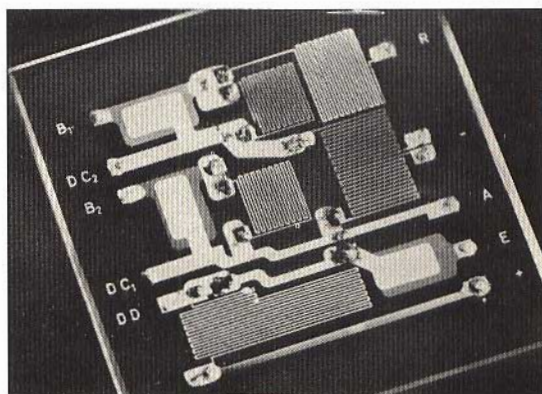



Fig. 1 - Una rete RC incisa su uno strato uniforme di tantalio comprendente più resistori e condensatori. I resistori hanno la tipica struttura a meandri, dove la larghezza minima della traccia è di 75 μ.

I processi sotto vuoto

I processi a vuoto stanno diventando sempre più importanti tra i diversi tipi di procedimenti adottati industrialmente. Possiamo distinguere due grandi categorie: i processi per evaporazione e quelli per emissione catodica; la loro caratteristica comune è che sia le sostanze conduttrici che quelle isolante vengono convertite alla fase di vapore nel vuoto, e quindi vengono depositate sui substrati di materiale isolante. Così non solo si ottengono depositi estremamente puri, ma vi è anche la possibilità di drogare una

Fig. 2 - L'unità a vuoto usata per l'evaporazione delle sostanze da depositare. Uno speciale dispositivo incorporato permette la sostituzione delle maschere all'interno stesso della camera a vuoto.

sostanza in maniera determinata, di solito con un gas raro, al fine di controllarne la conduttività, il coefficiente di temperatura o altri parametri. Un'altra possibilità è la generazione di composti metallici per reazione nella fase gassosa con azoto o ossigeno.

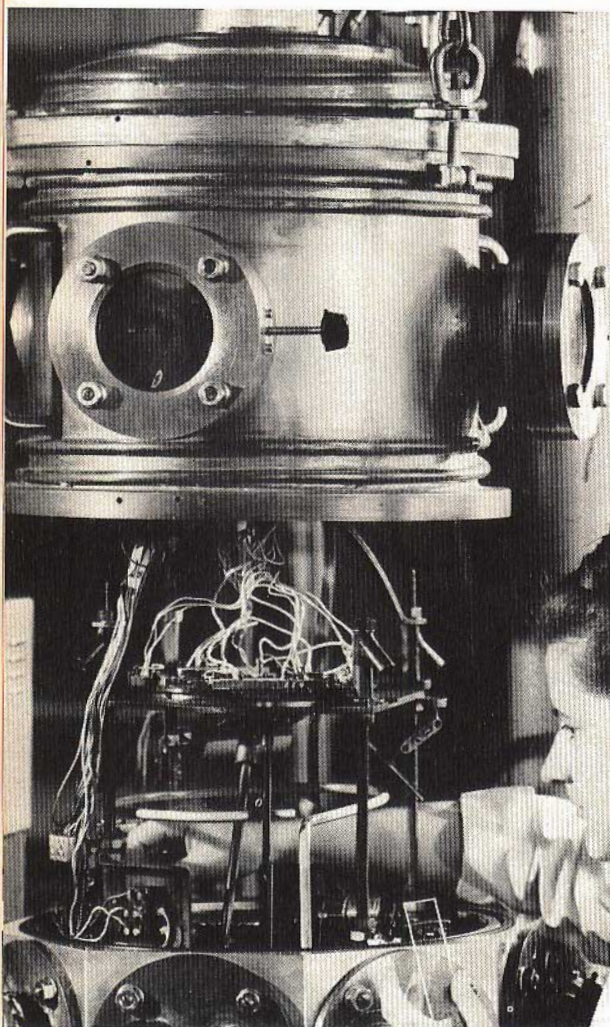
I film sottili che vanno a formare i componenti del circuito, sono applicati in condizioni di estrema pulizia. L'eliminazione di qualsiasi processo manuale in aria permette di evitare la contaminazione provocata dalla pelle, dal sudore, dall'umidità atmosferica, dalla polvere, ecc. garantendo così elevata qualità e massima sicurezza dei componenti.

Metodi di mascheramento e incisione

Una particolarità fondamentale della tecnologia a film sottile è la produzione di singoli componenti sul substrato isolante, come parti di una rete complessa; un modo per fare ciò è quello di rivestire, con film isolanti o conduttori, solo le parti desiderate.

In pratica si collocano direttamente sul substrato delle maschere di metallo sottile, in modo che le superfici così ricoperte non vengono rivestite.

Un vantaggio intrinseco del sistema diviene subito evidente: tutte le resistenze e tutte le capacità contenute nel circuito vengono prodotte simultaneamente con una sola operazione. Inoltre i depositi di film sottile formati nella camera a vuoto non sono per un solo circuito, ma bensì contemporaneamente per un gran numero di circuiti.

Un'altra tecnica usata è la fotoincisione. Questo metodo viene impiegato da un lato per produrre i campioni delle maschere meccaniche con le loro strette tolleranze, dall'altro per incidere lo schema circuitale desiderato su un rivestimento applicato in precedenza in maniera uniforme. In questo caso le parti che non devono essere incise vengono ricoperte da una lacca protettiva, insensibile alla fotoincisione.

Assemblaggio e cablaggio

Oltre alla miniaturizzazione dei singoli componenti, sviluppata grandemente negli ultimi anni, i costruttori sono sempre stati molto interessati ai problemi di cablaggio. Infatti nella realizzazione dei circuiti a film sottile assume grande importanza la disposizione dei singoli componenti e la disposizione dei singoli circuiti in assiemi più complessi. La tendenza attuale è di montare uno sopra l'altro più « wafer », ciascun supporto di un intero circuito. I transistor planari e i diodi miniatura possono venire montati direttamente sul supporto, dove vengono protetti meccanicamente e climaticamente da una capsula di resina epossidica o da piastre di vetro.

Le connessioni del film sottile con i terminali del circuito possono essere effettuate in diverse maniere; per esempio con microsaldatori a punto, con saldatura ultrasonica o anche con saldatura mediante impulsi laser.

Una soluzione conveniente al problema del collegamento del circuito a film-sottile con transistor, induttanze o condensatori di grandi dimensioni, è rappresentata dal metodo chiamato SIMIBLOCk; questo consiste nel considerare semplicemente il circuito a film sottile come un comune componente discreto, e procedere ai collegamenti elettrici in maniera convenzionale.

Proprietà e prospettive

La tecnologia del film sottile permette la fabbricazione di condensatori fino a 0,1 μF e di resistori fino a 1 MΩ. Finora si è riusciti ad ottenere induttanze di valore molto basso, ancora insufficiente per le applicazioni pratiche; tuttavia la loro realizzazione è perseguita con estremo interesse, analogo almeno a quello che c'è per il tentativo di realizzare componenti attivi con la tecnica a film sottile.

La gamma dei valori ottenibili per i diversi componenti è in continua espansione; per i resistori è possibile raggiungere valori superiori ad 1 MΩ. Inoltre vi è il problema della potenza dissipabile dai singoli componenti: un resistore da 1 W richiede una superficie di circa 1 cm^2.

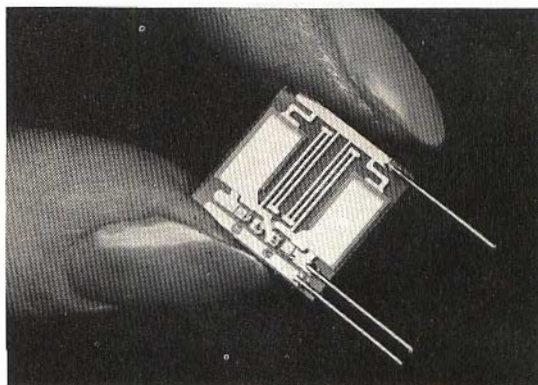



Fig. 3 - Un esempio di multivibratore astabile completo.

Le tolleranze sul valore nominale dipendono dal valore e dalle dimensioni del resistore o del condensatore in questione; in genere con le tecniche più perfezionate si riesce ad ottenere tolleranze entro l'1%.

E' sorta spesso la questione di sapere quale tipo di circuito integro, e monolitico e a film sottile, verrà usato in futuro. Come abbiamo già detto in precedenza, la risposta è che entrambi i metodi possono conquistarsi una larga parte del mercato. Le previsioni per i prossimi anni indicano, secondo i settori militare, spaziale, civile, una percentuale per i circuiti a film sottile compresa tra il 16% ed il 40%; globalmente la percentuale risulta di circa il 30%.

Non c'è dubbio che la tecnologia a film-sottile offre numerosi e decisivi vantaggi in tanti campi di applicazione. Il comportamento dei singoli componenti è ottimo per quanto riguarda indipendenza dalla temperatura, capacità parassita, sicurezza di funzionamento.

Per concludere i circuiti a film sottile, che si prestano facilmente ad una produzione di massa a basso costo, possono soddisfare numerosissime esigenze e sono destinati a rimanere nel futuro dell'elettronica.

(da Siemens Electronic Components Bulletin)

TEORIA E TECNICA DI IMPIEGO DEI TRANSISTORI A GIUNZIONE SINGOLA

a cura di L. Biancoli

Mano a mano che un numero progressivamente maggiore di dispositivi semiconduttori viene prodotto ed introdotto sul mercato, il problema di diffonderne le informazioni relative alle possibilità pratiche di impiego assume difficoltà proporzionalmente maggiori. In alcuni casi, un determinato dispositivo viene creato per un impiego specifico, ed in tal caso quella tipica applicazione è l'unica che assume una certa notorietà, sebbene siano potenzialmente possibili altre numerose applicazioni.
Il transistore a giunzione singola rappresenta un esempio assai significativo sotto questo aspetto. Creato originalmente per essere impiegato agli effetti della produzione di impulsi per fornire una sorgente adatta di pilotaggio per i thyristori, esso presenta tuttavia una combinazione unica di caratteristiche, che lo rende adatto ad un'ampia gamma di impieghi nei circuiti di temporizzazione e di eccitazione.
Questo articolo, tratto da Electronics Components, descrive alcune di tali applicazioni con una certa ricchezza di dettagli, e può costituire una introduzione assai istruttiva per lo sfruttamento di questo tipo di transistor relativamente nuovo.

CARATTERISTICHE DEL TRANSISTOR A GIUNZIONE SINGOLA

Considerandolo esclusivamente dal punto di vista della struttura, il transistor a giunzione singola consiste sostanzialmente in una piccola goccia di silicio di tipo « n », alla quale viene applicato un collegamento di emettitore, tramite un frammento di materiale di tipo « p ». Da entrambi i lati di questa semplice giunzione del tipo « p-n » vengono applicati al cristallo due terminali di collegamento a carattere resistivo.

La **figura 1** illustra in **A** il simbolo grafico di questo componente, impiegato per tracciare gli schemi elettrici delle apparecchiature elettroniche che ne fanno uso, ed in **B** illustra invece il circuito equivalente. Come si può osservare, il transistor in questione presenta tre terminali, e precisamente l'emettitore (E), la prima base (B1) e la seconda base (B2). La resistenza totale presente tra B1 e B2, detta **resistenza interbase**, e rappresentata dalla sigla R_{bb}, è di natura puramente resistiva, e presenta valori tipici compresi tra 4,7 e 9,1 kΩ. Essa presenta inoltre un

coefficiente termico positivo, che risulta essere lineare fino ad una temperatura massima di circa 140°C, pari a 0,8%/°C.

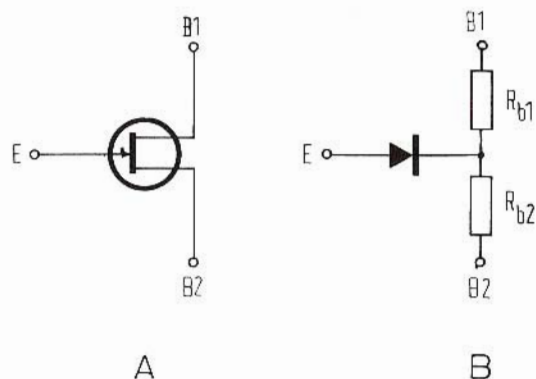



Fig. 1 - A rappresenta il simbolo grafico col quale viene raffigurato il transistor a giunzione singola negli schemi elettrici; in essa, E rappresenta la parte del cristallo costituente l'emettitore, mentre B1 e B2 rappresentano rispettivamente la prima e la seconda base. In B è visibile il circuito equivalente, consistente in un diodo che rappresenta l'unica giunzione vera e propria contenuta nel transistore, mentre Rb1 ed Rb2 rappresentano le resistenze di contatto delle due basi.

Dal momento che l'emettitore occupa una posizione rispetto alle due basi assai simile a quella occupata dal cursore nei confronti di un potenziometro, esso assume un potenziale che risulta proporzionale al rapporto tra R_{b1} ed R_{b2} (vedi figura 1 B).

Per ogni singolo tipo di transistor a giunzione singola, il rapporto tra questa tensione e la tensione applicata tra le due basi (V_{bb}) si risolve in una costante « n » definita col termine di **rapporto intrinseco statico**, il cui valore è normalmente compreso tra 0,47 e 0,75.

Sebbene la resistenza presente tra le due basi sia suscettibile di variazioni col variare della temperatura, la costante « n » non dipende in teoria dalla temperatura, in quanto le variazioni che si verificano in R_{b1} ed in R_{b2} sono tra loro proporzionali. In pratica, la variazione è inferiore ad una parte su 100.000 per grado centigrado di variazione termica.

Oltre a ciò, anche se la tensione di emettitore viene contenuta entro valori pari ad « n » volte inferiore alla tensione presente tra le basi, la giunzione di emettitore viene polarizzata in senso inverso, per cui si ha soltanto il passaggio di una corrente di dispersione I_{eo} di pochi microampère. Se si aumenta il valore della tensione di emettitore ad « n » volte il valore V_{bb}, ciò non comporta un'alterazione apprezzabile dell'intensità della corrente, a causa dell'effetto della tensione equivalente nel diodo costituito dalla giunzione (pari approssimativamente a 700 mV, alla temperatura di 25°C). Per contro, se si aumenta il valore della tensione di emettitore in modo da oltrepassare le condizioni suddette, la giunzione risulta polarizzata in senso diretto, per cui si verifica l'iniezione di portatori minoritari nella zona del cristallo di silicio di tipo « n ».

I suddetti portatori minoritari vengono in tal caso introdotti — ad opera del campo che sussiste all'interno — nella regione della base 1, provocando un fenomeno a seguito del quale la corrente di emettitore aumenta in modo rigenerativo, fino a subire un'azione di limitazione da parte dell'impedenza intrinseca della sorgente di alimentazione.

Se il circuito esterno viene sistemato in modo tale che questo aumento della corrente di emettitore provochi una caduta della tensione di emettitore, il dispositivo semiconduttore passa allo stato di interdizione, non appena la tensione di emettitore scende approssimativamente al valore di 2 V. In pratica, si ricorre all'impiego di una resistenza in serie alla prima base, per cui la progressione alternativa di aumenti e di diminuzioni di intensità della corrente di emettitore determina la presenza di impulsi variabili in senso positivo ai capi della suddetta resistenza.

La tensione che è necessario applicare all'emettitore per far sì che il dispositivo torni ad assumere lo stato di conduzione viene definita come **punto di tensione di picco**, rappresentato dal simbolo V_p, che è dato da:

$$V_p = n\,V_{bb} + \text{tensione diodo}$$

$$= n\,V_{bb} + \frac{200}{T_g}$$

nella quale: V_p = punto di tensione di picco
V_{bb} = tensione tra le basi basi
T_g = temperatura alla giunzione (espressa in gradi Kelvin).

Da tutto ciò appare dunque evidente che le variazioni di V_p dovute alla temperatura possono essere attribuite a variazioni della tensione del diodo. Questo parametro presenta un coefficiente di temperatura pari a —2 mV per grado centigrado in aumento.

Ora, dal momento che la stabilità termica di V_p è di importanza fondamentale nella maggior parte delle applicazioni, è necessario tenere nella dovuta considerazione un metodo adatto a compensare le eventuali variazioni del valore di questa tensione.

La **figura 2** illustra un circuito tipico nel quale una resistenza, R2, è presente in serie alla seconda base. Dal momento che la resistenza tra le due basi presenta un coefficiente termico positivo (come abbiamo stabilito dianzi), la corrente tra i suddetti due elettrodi diminuisce con l'aumentare della temperatura, determinando così una diminuzione proporzionale della caduta di tensione presente ai capi di R2. Questa caduta di tensione provoca — come effetto secondario — un aumento del valore di V_{bb}, e — se il valore di R2 viene scelto in modo opportuno — questo aumento neutralizza la diminuzione del punto di tensione di picco provocata dalla variazione che si manifesta agli effetti del potenziale diodico.

Inoltre, dal momento che il valore di R_{bb} dipende dalla temperatura, non è possibile ottenere una compensazione esatta, se non nei confronti di un singolo valore di temperatura. Tuttavia, se si ricorre all'impiego della formula che segue, per cal-

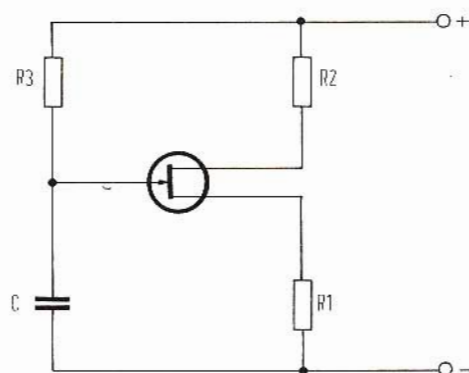



Fig. 2 - Esempio di circuito oscillatore per la produzione di oscillazioni a rilassamento, impiegante un transistor a giunzione singola. Il periodo di oscillazione è determinato dalla costante di tempo che è funzione del valore della capacità C.

colare R2 utilizzando il valore di R_{bb} stabilito dal fabbricante del transistor a giunzione singola rispetto alla temperatura di riferimento di 25°C, V_p risulta stabilizzata entro una gamma compresa tra 0°C ed 80°C, fino ad un valore di ± 30 μV per grado centigrado.

$$R2 \simeq \frac{0{,}4\,R_{bbo}}{n\,V1} + \frac{(1\text{-}n)\,R1}{n}$$

nella quale V1 è la tensione di alimentazione, ed

R1 è la resistenza in serie alla prima base.

Se il valore di R2 soddisfa questa espressione, abbiamo che

$$V_p = n\,V1$$

VARIE POSSIBILITÀ DI IMPIEGO DEL TRANSISTOR A GIUNZIONE SINGOLA

Dopo la premessa fatta, necessaria per chiarire nel modo migliore i concetti fondamentali che governano la tecnica di impiego di questo dispositivo semiconduttore di introduzione relativamente nuova,

possiamo esaminare vari circuiti di impiego, mediante i quali è possibile ottenere risultati che possono essere senz'altro definiti sorprendenti.

Oscillatore a rilassamento

Le considerazioni effettuate agli effetti del comportamento del transistor a giunzione singola suggeriscono che uno degli impieghi di evidenza più lampante consiste nella realizzazione di un oscillatore del tipo a rilassamento, come quello illustrato — a titolo di esempio — alla figura 2. In esso, il condensatore C si carica fino a raggiungere — attraverso R3 — il punto di tensione di picco. Non appena questo punto viene raggiunto, il dispositivo entra in stato di conduzione, e scarica il condensatore attraverso la resistenza R1. Quando la tensione presente ai capi di C è diminuita fino a raggiungere approssimativamente il valore di 2 V, il dispositivo torna ad assumere il suo stato normale di interdizione, ed il ciclo si ripete, in quanto C inizia nuovamente a caricarsi attraverso R3.

Con questo circuito è possibile ottenere frequenze massime di funzionamento dell'ordine di 100 kHz. Il periodo di oscillazione può essere calcolato in modo approssimativo mediante la formula

$$T = 0{,}8\ C\ R3 \pm 0{,}21\ C\ R3$$

Il secondo membro dell'espressione aritmetica di cui sopra copre le variazioni del valore di « n » dovute ai cicli di funzionamento susseguentisi. È pertanto necessario rendere il valore di R3 sufficientemente variabile, onde consentire l'ottenimento della frequenza voluta con qualsiasi transistor a giunzione singola, anche se scelto a caso. Il valore massimo di R3 può essere determinato dalla relazione:

$$R3 < \frac{(1 - n)\ V1}{I_c + \dfrac{25\ I_p}{V1}}$$

nella quale n = valore massimo di « n »

V1 = tensione minima di alimentazione

I_p = massima intensità della corrente di picco, a 250°C

I_c = massima corrente di dispersione del condensatore.

In pratica, il valore di R3 è compreso tra 3 kΩ ed 1 MΩ, per tensioni di alimentazione comprese tra 20 e 30 V c.c. Il valore minimo viene invece determinato dal fatto che — se la tensione di emettitore non si riduce fino a raggiungere il valore di 2 V — il dispositivo non entra in stato di interdizione.

Esempio di calcolo

Supponiamo di dover progettare uno stadio oscillatore a rilassamento adatto a produrre impulsi con una frequenza di ripetizione degli stessi pari a 50 al secondo, facendo uso di un transistor a giunzione singola avente un valore di « n » pari a 0,47, ed un valore di R_{bbo} pari a 4,7 kΩ.

In primo luogo, il periodo di oscillazione equivale a 20 millisecondi, pari a 0,02 secondi. Di conseguenza, in base alla seconda espressione precedentemente citata, abbiamo che:

$$T = 0{,}02 = 0{,}8\ R3\ C \pm 0{,}21\ R3\ C$$

$$R3\ C = 0{,}025$$

Un valore abbastanza adatto di R3 potrebbe essere di 100 kΩ, nel qual caso C dovrebbe presentare il valore di 0,25 μF. Per coprire la gamma di variazione di « n », il valore di R3 deve essere reso variabile tra i limiti di 121 kΩ e di 79 kΩ. Di conseguenza, il circuito più adatto dovrebbe consistere in una resistenza fissa del valore di 75 kΩ, preferibilmente del tipo ad alta stabilità, collegata in serie ad un potenziometro di 50 kΩ.

In secondo luogo, occorre considerare che il valore di R1 non è affatto critico. Il fabbricante stabilisce un'ampiezza minima specifica dell'impulso di uscita, riferita ad un valore specifico di R1. Il valore tipico suddetto può essere — ad esempio — di 100 Ω.

La terza considerazione che è ora possibile effettuare è che il valore di R2 può

essere calcolato in base alla prima espressione precedentemente enunciata, ossia

$$R2 = \frac{0,4 \times 4.700}{0,5 \times 24} + \frac{0,5 \times 100}{0,5}$$

$$= 250\,\Omega \text{ circa}$$

Al fattore « n » è stato attribuito il valore di 0,5 considerato come valore nominale. Per ottenere la migliore compensazione termica in un caso particolare, il valore di « n » può essere facilmente misurato, dopo di che è possibile usare il valore effettivo agli effetti del calcolo preciso del valore di R2.

Una caratteristica che può non risultare molto evidente è il fatto che la tensione di uscita presente ai capi di R1 non è basata su di un valore pari a zero, bensì su di un valore determinato dalla caduta di tensione presente ai capi di R1, dovuta alla componente statica della corrente che scorre tra le due basi, per cui assume un valore tipico pari approssimativamente a 2 V.

Facendo uso di componenti per la regolazione del fattore tempo di valore adatto, e sostituendo R1 con un relé, è possibile realizzare un « timer » assai semplice e — ciò nonostante — assai preciso.

La **figura 3** illustra un circuito tipico di questo genere. Se in esso si fa uso di un relé che presenti una resistenza ohmica della bobina (misurata nei confronti della sola corrente continua) pari a 100 Ω, per la sua eccitazione occorre approssimativamente una potenza di 400 mμ. Inoltre, in questo caso specifico, se si usa un transistor a giunzione singola caratterizzato da una intensità della corrente di emettitore di valore relativamente basso, è possibile usare valori abbastanza elevati della resistenza per la regolazione del tempo. Ciò — a sua volta — consente di raggiungere ritardi apprezzabili, sebbene si faccia uso di condensatori di tipo non elettrolitico.

In pratica, è possibile usare resistenze di temporizzazione aventi un valore minimo di 2 o 3 MΩ (con tensione di alimentazione di 36 V c.c.), ottenendo così ritardi di valore approssimativamente pari a

Fig. 3 - Esempio di circuito temporizzatore, impiegante un transistore a giunzione singola. Sostanzialmente, si tratta di un oscillatore simile a quello illustrato alla figura 2, nel quale la resistenza tra la base inferiore e la massa viene sostituita dall'avvolgimento di eccitazione di un relé, che provvede ad aprire ed a chiudere alternativamente i contatti facenti capo alla sorgente di alimentazione.

10 secondi, facendo uso di un condensatore della capacità di 5 microfarad. Grazie a questo basso valore della capacità, è possibile l'impiego di condensatori a carta metallizzata o a pellicola di plastica, evitando l'impiego di condensatori elettrolitici aventi caratteristiche appropriate di stabilità, di valore e di isolamento, ed evitando anche l'impiego dei costosi condensatori al tantalio.

Il valore massimo della resistenza di temporizzazione può essere ulteriormente aumentato, aggiungendo un amplificatore a transistor tra il circuito di temporizzazione ed il transistor a giunzione singola, così come si osserva alla **figura 4**. In pratica, ciò non consente un aumento del suddetto valore massimo superiore ad un fattore pari a 2, a causa del basso guadagno effettivo del transistor quando questo viene usato con una corrente di collettore la cui intensità si approssimi al valore della corrente di dispersione.

Un secondo metodo in base al quale è possibile ottenere valori più elevati della resistenza di temporizzazione consiste nell'inserire — nel circuito della seconda base — una serie di impulsi variabili in senso negativo, di ampiezza pari approssimativamente a 0,5 V. I suddetti impulsi hanno l'effetto di ridurre il valore della corrente di eccitazione, con un fattore compreso tra 50 e 100 volte, consentendo così un aumento corrispondente del valore massimo della capacità di temporizzazione. A prescindere da ciò — comunque — dall'emettitore di un transistor a giunzione singola impiegato in un oscillatore del tipo a rilassamento è possibile prelevare impulsi di forma d'onda e di ampiezza adatte.

Fig. 4 - Circuito elettrico di un relé temporizzatore, comprendente uno stadio di pre-amplificazione a transistor.

Circuiti di sincronismo

La sincronizzazione di un oscillatore realizzato con un transistor a giunzione singola può essere ottenuta in due modi principali:

1 - Riducendo la tensione in corrispondenza della seconda base al di sotto del valore istantaneo della tensione di emettitore, il che fa in modo che ai capi della resistenza della prima base si manifesti un impulso.

2 - Impedendo il verificarsi della carica del condensatore di emettitore, fino al sopraggiungere di un impulso di sincronismo.

La **figura 5** illustra i due metodi: in **A** l'arrivo dell'impulso di polarità negativa alla base 2 fa sì che il dispositivo passi in stato di conduzione. Per assicurare che il transistor a giunzione singola passi in stato di conduzione anche quando l'impulso di sincronismo arriva rapidamente, dopo che il condensatore di emettitore ha già iniziato il suo periodo di carica, l'ampiezza dell'impulso di sincronismo deve essere sufficiente a polarizzare la seconda base, con un potenziale pari ad 1/n volte la tensione di emettitore. Sotto questo aspetto, occorre adottare particolari precauzioni — tuttavia — per assicurare che l'impulso non inverta la polarizzazione.

La figura 5 **B** illustra l'impiego di un transistor del tipo « n-p-n », collegato in parallelo al condensatore di carica. Il suo circuito di polarizzazione è concepito in modo tale da impedire che la capacità si carichi. L'arrivo dell'impulso negativo di sincronismo di ampiezza sufficiente porta il transistor in stato di interdizione, permettendo così la carica del condensatore.

È quindi evidente che l'impulso di sincronismo deve presentare una larghezza pari almeno alla lunghezza del periodo di temporizzazione; se un impulso di questo tipo non è disponibile, ai capi del condensatore di temporizzazione è possibile collegare un rettificatore controllato al silicio, come si osserva alla figura 5 **C**. In questo caso, un impulso negativo — della durata di pochi microsecondi — è in grado di portare il suddetto diodo in stato di interdizione, permettendo così che abbia luogo la carica del condensatore. La resistenza R1 e il diodo D1 forniscono la corrente necessaria per mantenere il funzionamen-

to del diodo controllato. Quest'ultimo può essere inoltre fatto funzionare in modo tale da rieccitare il circuito al termine del periodo di temporizzazione, alimentando il tensione di emettitore risulta essere una funzione della velocità di carica del condensatore di emettitore, nell'istante in cui l'impulso stesso arriva. In termini gene-

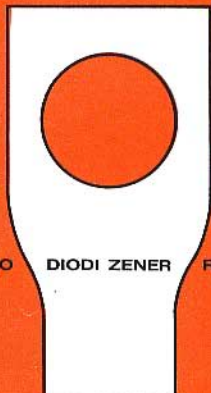
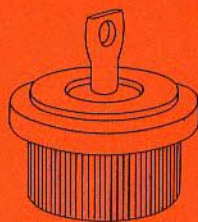
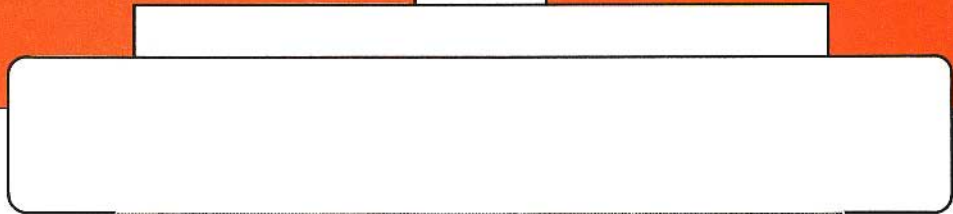
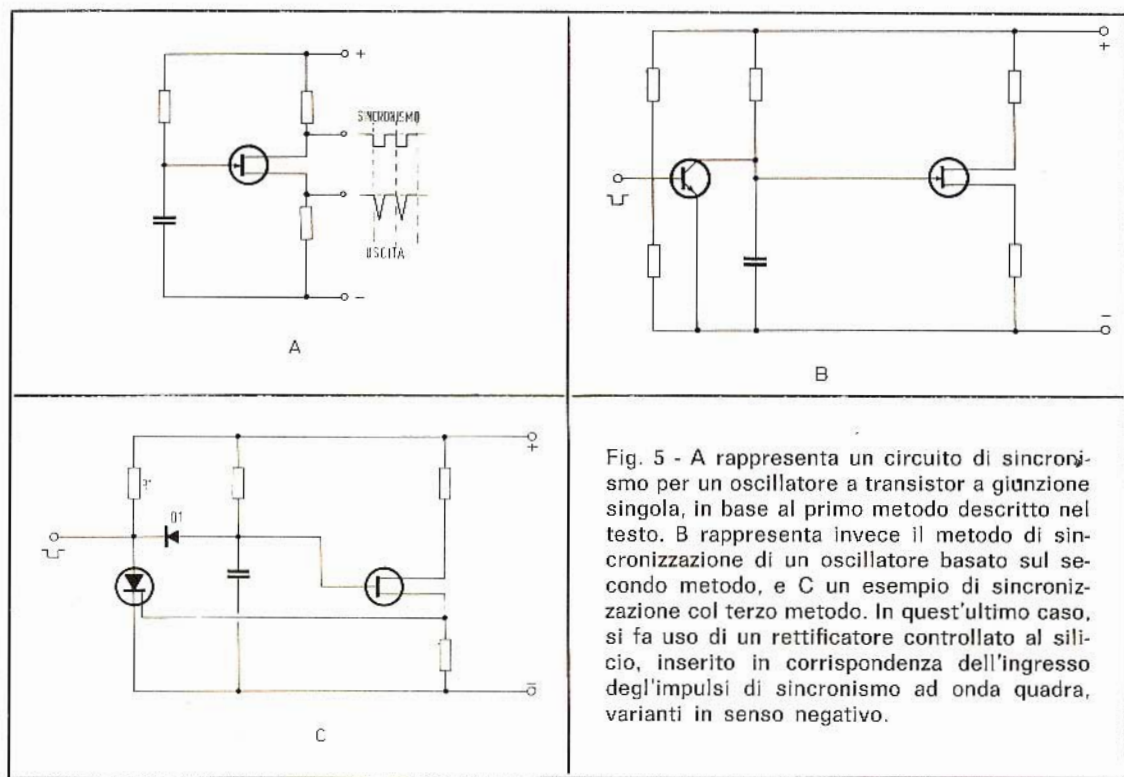



Fig. 5 - A rappresenta un circuito di sincronismo per un oscillatore a transistor a giunzione singola, in base al primo metodo descritto nel testo. B rappresenta invece il metodo di sincronizzazione di un oscillatore basato sul secondo metodo, e C un esempio di sincronizzazione col terzo metodo. In quest'ultimo caso, si fa uso di un rettificatore controllato al silicio, inserito in corrispondenza dell'ingresso degl'impulsi di sincronismo ad onda quadra, varianti in senso negativo.

suo elettrodo di controllo « gate » nel modo illustrato, vale a dire prelevando la necessaria tensione della prima base del transistor a giunzione singola.

Generazione di impulsi alternati

Uno sviluppo assai logico, derivante dal semplice generatore di oscillazioni a rilassamento testé considerato, consiste nell'accoppiare tra loro due circuiti di questo tipo, creando nel contempo un accoppiamento reattivo, per la sincronizzazione. In tal caso, il metodo più ovvio per ottenere il sincronismo consiste nell'accoppiare tra loro i due emettitori, tramite una capacità di valore adeguato.

In tali condizioni, un impulso di polarità negativa viene applicato alternativamente all'emettitore di ciascuno dei due transistor a giunzione singola. L'effetto esercitato da questo impulso nei confronti della rici, più alto è il punto di carica del condensatore lungo la curva esponenziale, maggiore è l'effetto che l'impulso stesso esercita, ed è proprio questa mancanza di linearità che blocca la frequenza di funzionamento dei due oscillatori.

La **figura 6** illustra lo schema elettrico di un circuito sperimentale di questo tipo: con i valori illustrati, la frequenza è regolabile tra 400 e 1.500 Hz, mentre la messa in fase tra le due uscite può essere variata tra 120 e 240°.

Innesco di rettificatori controllati al silicio

L'applicazione particolare per la quale è stato necessario creare in un primo tempo il transistor a giunzione singola è l'innesco dei rettificatori controllati al silicio. Già in altre occasioni ci siamo occupati a lungo di questo argomento, e pre-

cisamente della eccitazione dell'elettrodo « gate » dei rettificatori di questo tipo, per cui riteniamo superfluo ripeterci su questo stesso argomento. È però sufficiente sta- tificatori controllati al silicio, collegati in un circuito detto di **auto-commutazione**. Da questa versione, è stato possibile in seguito svilupparne un'altra più semplice,

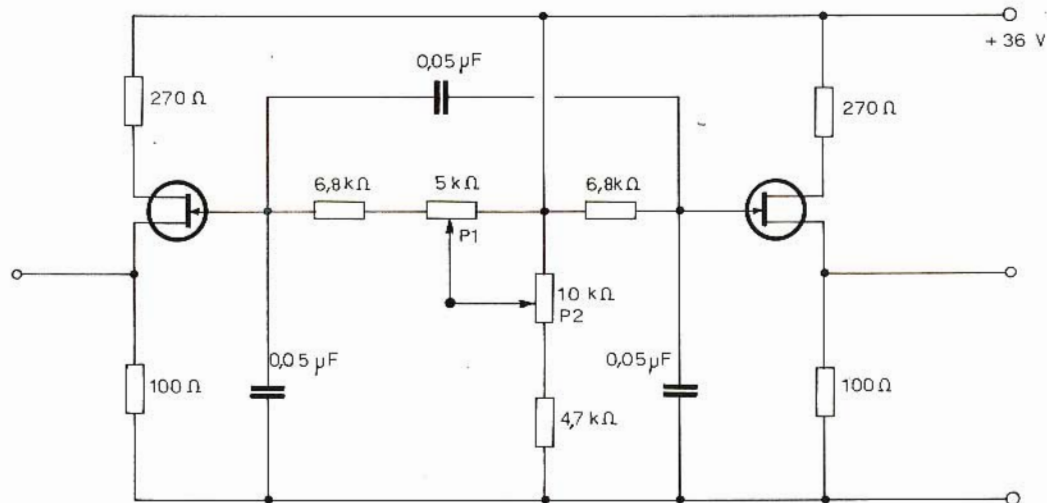



Fig. 6 - Esempio di circuito elettrico di un generatore impiegante due transistor a giunzione singola, per la produzione di impulsi alternati. P1 controlla la durata degli impulsi, mentre P2 ne varia la frequenza.

bilire che — con l'aiuto delle varie curve redatte a cura del fabbricante — è possibile scegliere il transistor a giunzione singola avente le caratteristiche più adatte, nonché i componenti di polarizzazione e la tensione di polarizzazione più indicati per ottenere il funzionamento di un determinato tipo di rettificatore controllato, in funzione di condizioni termiche predeterminate.

Accensione di lampade del tipo a « flash »

Le apparecchiature per l'accensione di lampade a « flash » comportano particolari esigenze. Uno degli svantaggi che si verificano con maggiore frequenza nei tipi con contatti elettrici consiste nella durata relativamente ridotta di questi ultimi, particolarmente quando le intensità di corrente in gioco sono abbastanza elevate, e quando l'impiego è continuo. All'inizio, venne realizzato un circuito impiegante un generatore di impulsi alternati (vedi figura 6) che alimentava una coppia di rettificatori controllati al silicio, collegati in un circuito detto di **auto-commutazione**. Da questa versione, è stato possibile in seguito svilupparne un'altra più semplice, nella quale un unico oscillatore alimentava una coppia di rettificatori controllati al silicio, i cui circuiti « gate » erano sistemati in modo tale che non era possibile innescarli entrambi contemporaneamente.

Questa particolare applicazione è illustrata alla **figura 7**. Il rettificatore controllato al silicio che commuta il carico deve essere scelto in modo da sopportare le tensioni e le correnti in gioco. Nel circuito illustrato, il carico consiste in dieci lampade, ciascuna delle quali ha una dissipazione nominale di 100 W, e funzionante con una tensione di accensione di 100 V, collegate tra loro in parallelo. A questo scopo, si fa uso di un rettificatore controllato adatto ad una corrente di conduzione di 100 A, con una tensione di innesco di picco pari a 300 V.

Il rettificatore controllato addetto alla commutazione deve essere semplicemente un dispositivo a bassa corrente, in quanto deve soltanto fornire la quantità di energia sufficiente a portare in stato di

interdizione il rettificatore controllato RC1. Dal momento che entrambi gli elettrodi « gate » di controllo dei due rettificatori risultano accoppiati all'uscita dell'oscilla-

Fig. 7 - Circuito di un dispositivo elettronico per il comando dell'accensione d ilampade a « flash », impiegante un transistor del tipo a giunzione singola, e due rettificatori controllati al silicio.

tore funzionante con transistor a giunzione singola, è stato necessario escogitare un mezzo per assicurare l'innesco di

Fig. 8 - Esempio di circuito per la rivelazione di sovratensioni, mediante il quale è possibile controllare che la tensione applicata ad un carico assai sensibile alle variazioni di alimentazione venga disinserita non appena essa supera un determinato livello prestabilito.

uno solo di essi alla volta, ciò che è stato possibile con l'aggiunta del diodo, di R6 e di C3 nel circuito di figura 7.

Quando il dispositivo viene commutato sul primo rettificatore controllato al silicio, esso viene attivato dalla corrente che scorre attraverso R5 ed R6, facenti parte del circuito dell'elettrodo di controllo del primo rettificatore, per caricare la capacità C3. Il diodo viene polarizzato in senso inverso tramite R6, e — di conseguenza — il primo impulso proveniente dal transistor a giunzione singola viene fatto passare soltanto attraverso l'elettrodo di controllo del secondo rettificatore controllato, determinandone l'innesco. Quest'ultimo entra quindi in stato di conduzione, e provvede pertanto a commutare il primo in stato di interdizione, commutando l'effetto di C2. Per un funzionamento corretto, la costante di tempo data dal prodotto dei valori di C2 e di R5 deve essere sostanzialmente più lunga della larghezza degli impulsi forniti dal transistor a giunzione singola, allo scopo di assicurare che il secondo rettificatore controllato rimanga polarizzato con tensione inversa successivamente al termine dell'impulso di inizio, e per un periodo di tempo sufficientemente lungo, da assicurare che esso passi in modo appropriato allo stato di interdizione.

Circuiti di rivelazione

La stabilità che caratterizza il punto di innesco del transistor a giunzione singola ne permette l'impiego come rivelatore di soglia di qualsiasi dato che possa essere presentato sotto forma di una tensione.

Sotto questo aspetto, la **figura 8** illustra l'applicazione più logica, consistente in un rivelatore di sovratensione. Quando

la tensione di alimentazione sale al di sopra di un livello che può essere predeterminato mediante il potenziometro P1, il transistor a giunzione singola entra in funzione, e fa funzionare il relé. Questo — a sua volta — si blocca in stato di conduzione, e disinserisce la tensione di alimentazione dal circuito di carico, dopo di che — agendo sull'interruttore a pulsante IP — vengono ripristinate le condizioni iniziali.

Scegliendo un valore adatto per il condensatore di emettitore, il dispositivo può essere predisposto per il funzionamento sia su eccitazione da parte di sovratensioni transitorie istantanee, sia da parte di condizioni che permangono per un periodo di tempo avente una durata maggiore di quella predeterminata.

Nei confronti del diodo D1 e della capacità C1, è necessario fornire alcuni ragguagli particolari. Questi componenti impediscono ai segnali transitori di polarità negativa presenti sulla linea di alimentazione di causare un funzionamento erroneo, riducendo la tensione alla seconda base del transistor a giunzione singola. La resistenza R1 ed il diodo zener Z1 provvedono a fornire una tensione di alimentazione di valore assai stabile per la seconda base del transistor a giunzione singola.

Fig. 9 - Esempio di circuito rivelatore di variazioni di intensità di corrente. Volendo, è possibile integrare il circuito di figura 8 con quello qui illustrato, per ottenere un dispositivo che controlla contemporaneamente il manifestarsi di sovratensioni e di sovracorrenti.

La **figura 9** illustra infine un circuito del tutto simile, creato per segnalare la presenza di sovracorrenti. Una piccola resistenza, RS, viene collegata in serie al

Fig. 10 - Esempio semplificato di circuito complementare a transistor (di cui uno « n-p-n » ed uno « p-n-p »), le cui caratteristiche di funzionamento permettono di ottenere le medesime prestazioni dinamiche che è possibile ottenere con un transistor a giunzione singola.

carico. A causa della stabilità del punto di innesco, la caduta di tensione presente ai capi di questa resistenza non ha bisogno di superare il valore di qualche centinaio di millivolt. Se è necessario segnalare la presenza sia di sovratensioni, sia di sovracorrenti, ciò può essere tradotto in pratica combinando tra loro i circuiti di figura 8 e di figura 9, ed alimentando i due condensatori di emettitore attraverso diodi di isolamento, impiegando un unico transistor a giunzione singola.

CONCLUSIONE

Fino ad ora, si può ritenere che i transistor a giunzione singola vengano messi sul mercato in veste commerciale da tre fabbriche principali, vale a dire dalla General Electric, dalla International Rectifier, e dalla Texas Instruments. Tuttavia, come alternativa all'impiego dei transistor di questo tipo, è possibile ricorrere all'impiego di una coppia complementare di transistor, disposti in modo tale che il loro funzionamento risulti del tutto simile a quello di un transistor a giunzione singola.

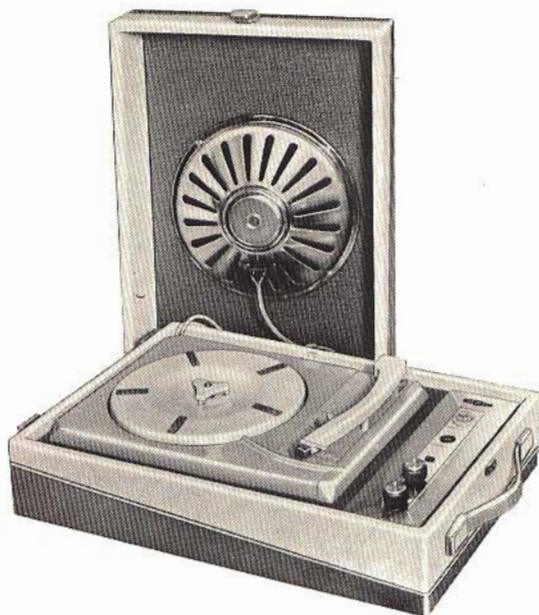
La **figura 10** illustra tale accorgimento. In esso si fa uso di quattro componenti anziché di uno solo, ma — in compenso — esso presenta il vantaggio di essere sostanzialmente più economico di un dispositivo impiegante un transistor a giunzione singola, oltre al fatto che il rapporto intrinseco di stasi può essere definito in base alla scelta dei valori di R1 e di R2.

Abbiamo così esaminato le possibilità di impiego dei transistor a giunzione singola, citando — beninteso — solo le applicazioni di maggiore interesse fino ad oggi realizzate. Ciò non toglie — tuttavia — che il lettore che si occupi di problemi di progettazione di circuiti particolari per applicazioni di varia natura, e soprattutto a carattere industriale, possa trarre da questa nota lo spunto per risolvere problemi di altro genere, inerenti ad un campo nel quale è possibile l'impiego di questo tipo di semiconduttore.

laboratori di Agrate della S.G.S. stanno progettando dei componenti a semiconduttori elettronici che troveranno utile impiego nell'impianto elettrico di qualsiasi automobile.

Nel grafico in alto sono schematizzate alcune parti dell'impianto elettrico di un'autovettura, nelle quali l'applicazione dei semiconduttori potrà garantire vantaggi di lunga durata e sicurezza di funzionamento.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Fonovaligia moderna ed elegante
5 transistor + 1 diodo
Complesso a 4 velocità
Regolatore di volume e tono
Potenza d'uscita indistorta: 2 W
Presa per registratore
Altoparlante ad alto rendimento acustico posto nel coperchio della valigetta
Alimentazione: in ca. 110 ÷ 220 V
Dimensioni: 275 x 410 x 155
Peso: 5.100 g.

FONOVALIGIA AMPLIFICATA CON ALIMENTAZIONE IN CORRENTE ALTERNATA

ISTRUZIONI PER L'USO

Alimentazione

La spina del cordone di alimentazione deve essere inserita in una presa di corrente alternata la cui tensione sia compresa fra 110 e 220 V. L'apparecchio quando viene consegnato è predisposto per 220 V. Per alimentare l'apparecchio con tensione diversa, ruotare il cambiatensione, posto sul posteriore del mobile, sulla tensione più vicina a quella di rete.

Cambio di velocità

La velocità di rotazione del piatto porta disco (16-33-45-78 giri al minuto) si predispone spostando la manopola nella posizione corrispondente alle velocità del disco da riprodurre. Predisporre la puntina secondo il tipo di disco da riprodurre spostando la levetta sul braccio del rivelatore: se è del tipo microsolco 16-33-45 giri, deve apparire sulla levetta la scritta S; se è normale, 78 giri, la scritta 78.
Liberare la piastra del giradischi della base mediante le due viti di bloccaggio.

Messa in funzione dell'amplificatore e del giradischi

Eseguite le prime due operazioni, si colloca sul piatto del complesso il disco da ascoltare, si dà tensione all'amplificatore ruotando la manopola INT - TONO a destra sino a sentire lo scatto dell'interruttore. Sollevare il braccio dal suo supporto e spostarlo verso destra sino a sentire lo scatto dell'interruttore. Posare dolcemente il braccio sul disco e avrà inizio l'ascolto.

Regolatore del volume e tono

Servono a questo scopo le manopole contrassegnate VOLUME e TONO. Ruotando le manopole in senso orario si avrà rispettivamente un graduale aumento del **volume** di suono, mentre per il **tono** si avrà un'esaltazione dei toni alti.

Cambio del disco

Deve essere sempre eseguito dopo che sia avvenuto lo scatto di fine corsa del disco precedente.
Se lo scatto non fosse avvenuto automaticamente lo si ottiene spostando dolcemente il braccio verso il centro del disco. Evitare assolutamente di frenare o arrestare con la mano il piatto in movimento ciò per evitare la deformazione degli organi di trascinamento.

Fine servizio

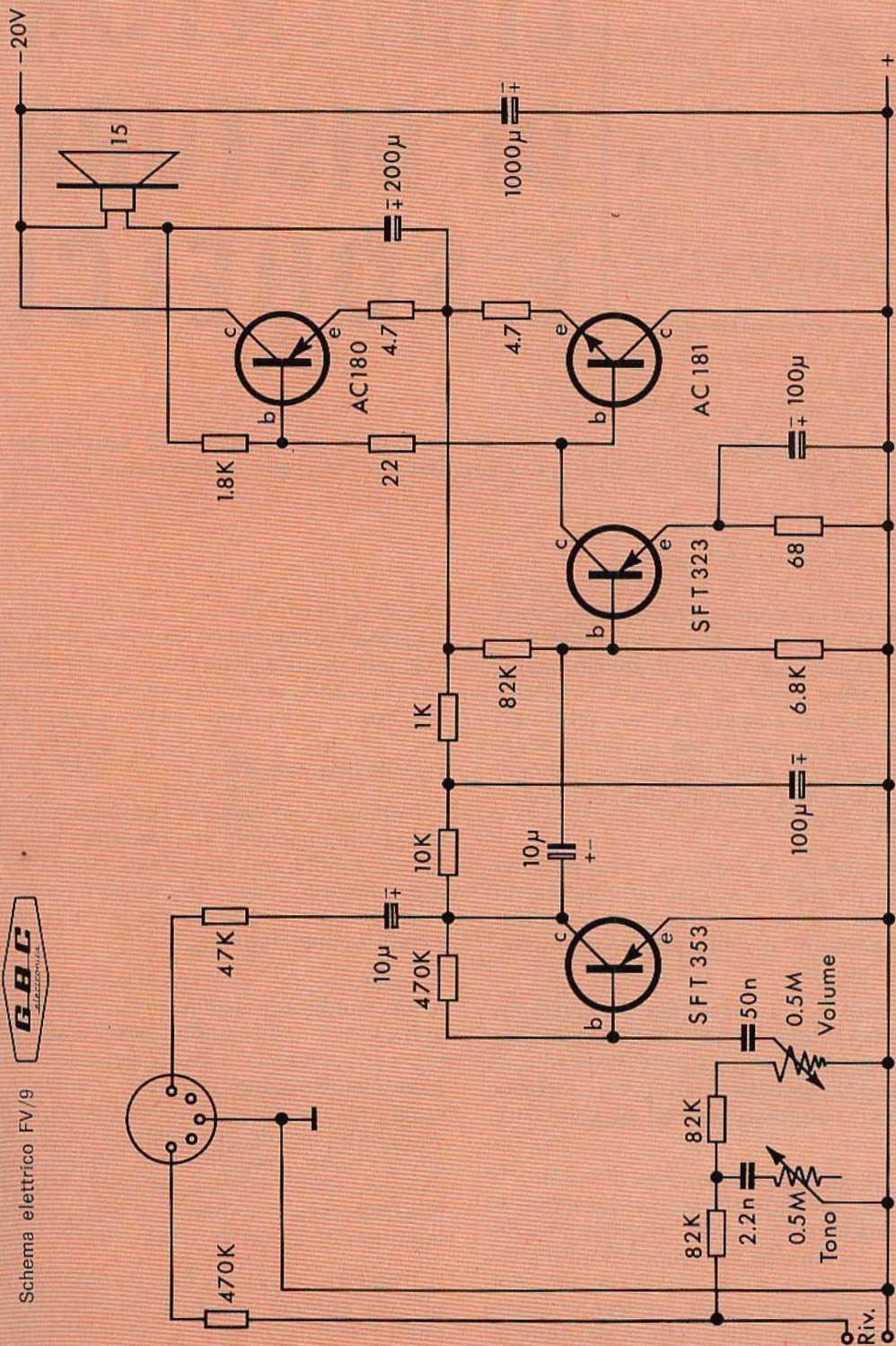
Dopo l'avvenuto scatto di fine corsa del disco spegnere l'amplificatore ruotando la manopola TONO a sinistra sino a sentire lo scatto dell'interruttore indi togliere la spina dalla presa di corrente. Prima di rimettere il coperchio assicurarsi che il braccio rivelatore sia appoggiato al supporto.

Puntine

Le puntine montate sul rivelatore sono di zaffiro, e quindi di lunga durata; tuttavia, per ottenere la migliore riproduzione ed una lunga conservazione dei dischi si consiglia di effettuare il cambio dopo la riproduzione di non più di 500 facciate di disco.

PARTI DI RICAMBIO

Descrizione	N. G.B.C.
Valigetta completa d'imballo	FV/9-1
Complesso a 4 velocità	RA/102
Pannello comandi	FV/9-15
Manopole	FV/9-3
Altoparlante	FV/9-11
Trasformatore d'alimentazione	FV/4-16

Schema elettrico FV/9
G.B.C.
-20V
15
470K
47K
1.8K
AC180
22
4.7
200µ
10µ
470K
10K
1K
82K
4.7
1000µ
10µ
SFT 353
SFT 323
AC 181
82K
82K
2.2n
50n
0.5M
Tono
0.5M
Volume
100µ
6.8K
68
100µ
Riv.
+

STUDI E BREVETTI

LIMITATORI DI DISTURBI E SQUELCH

Vengono descritti i più comuni circuiti ANL-IFNL, squelch e TNS affermatisi nella tecnica corrente per limitare e sopprimere i disturbi radioelettrici.

Numerossimi sono i circuiti che sono stati creati ed applicati a ricevitori normali e speciali con l'intento di eliminare, ridurre o comunque contrastare i radiodisturbi. I circuiti che più si sono affermati in pratica sono quelli che possono essere fatti rientrare nelle due grandi categorie dei « limitatori » di disturbi e dei « silenziatori a soglia ».

Un limitatore di disturbi (« noise limiter ») in genere fa sì che i radiodisturbi captati dall'antenna, vengano riprodotti dall'altoparlante o dalla cuffia con un'intensità limitata.

Al contrario, un silenziatore a soglia (o « squelch », come è più frequentemente chiamato) rende muto il ricevitore sino a che non giungono segnali sufficientemente intensi e regolari, capaci di sbloccare il ricevitore.

Quando questo ricevitore di soglia è raggiunto, lo squelch viene automaticamente escluso e, quindi, nè elimina i disturbi e nemmeno ne riduce l'intensità. Ovviamente per disturbi si devono qui intendere soltanto quelli « esterni » dovuti alle automobili, alle scariche dei temporali, allo scintillio di motori elettrici, ecc. e non già anche i « fischi » e suoni vari dovuti ad interferenze, a microfonicità od a cattive schermature del ricevitore che, essendo disturbi « interni » ossia difetti o guasti, vanno eliminati migliorando e riparando il ricevitore stesso.

Tipi di disturbi

I disturbi più comuni che nuociono alle radiocomunicazioni si presentano in due forme tipiche all'atto della ricezione e, precisamente come un rumore continuo (« hiss type ») oppure come impulsi separati (« shot type »).

I disturbi del primo tipo sono composti dalla rapida successione di molti impulsi fra loro similari, come avviene ad esempio per i disturbi causati dai collettori a spazzole di motori elettrici, mentre i secondi consistono di impulsi singoli di breve durata ma di alta energia che hanno successione irregolare nel tempo e provengono quasi sempre da scariche elettriche (temporali, impianti di accensione di automobili, scintille d'interruttori, ecc.).

I disturbi di tipo « hiss », più rari e di piccola energia, possono essere notevolmente ridotti aumentando la selettività del ricevitore, mentre quelli del tipo « shot », molto comuni ed aventi spesso un'am-

piezza superiore a quella stessa del segnale che si vuole ricevere, possono essere limitati solo mediante l'impiego di speciali circuiti. Sono stati fatti numerosi tentativi per combattere i radiodisturbi, giungendo ad escogitare allo scopo i più strani circuiti ma attualmente, fra gli altri, si sono generalizzate soprattutto le soluzioni riportate qui di seguito.

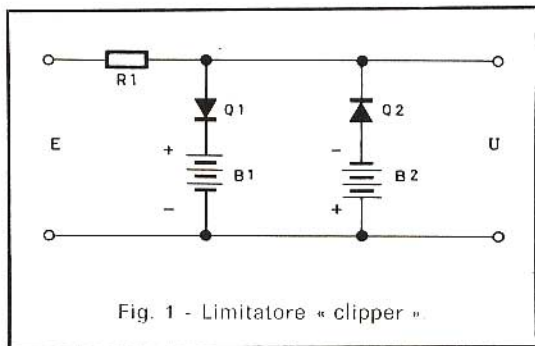



Fig. 1 - Limitatore « clipper ».

Limitatori

Forse il più semplice « noise-limiter » è quello schematizzato nella fig. 1.

Funziona eliminando i segnali audio che superano un certo livello e per tale caratteristica è chiamato « clipper » o « clipping circuit ». La tensione delle pile B1 e B2 può essere di 1,5-3 V mentre i diodi Q1-Q2 possono essere del tipo OA5-AAZ15-OC72, ecc. La resistenza R1 deve avere un valore sufficientemente elevato affinché quando Q1 e Q2 divengono conduttivi possano rappresentare quasi un cortocircuito per i segnali audio. In genere, un valore per R1 di almeno cinque volte quello del carico posto all'uscita (U) è quello più frequentemente usato; così se in U è collegata una cuffia di 2.000 Ω, R1 deve avere il valore di circa 10.000 Ω.

Questo limitatore va inserito dopo il rivelatore e prima del trasduttore elettroacustico (cuffia, altoparlante, ecc.) ed entra in funzione solo per i segnali che superano la tensione di B1-B2. Poichè i disturbi del tipo ad impulso sopraggiungono quasi sempre con un'energia superiore a quella del segnale utile, ne segue che la parte eccedente, che è anche quella che più disturba la ricezione, può essere eliminata mediante il circuito di fig. 1 opportunamente dimensionato.

Il principale inconveniente di questo circuito è quello di funzionare bene solo con segnali di ampiezza determinata, poiché la tensione delle pile non è regolabile. Per ovviare a tale inconveniente si fa ricorso allora al circuito di fig. 2 che automaticamente si autoregola al livello della portante ricevuta, eliminando così solo i brevi impulsi, dovuti ai disturbi, che superano tale livello. I limitatori appartenenti a questa categoria vengono contraddistinti con la signa ANL (« automatic noise limiter »).

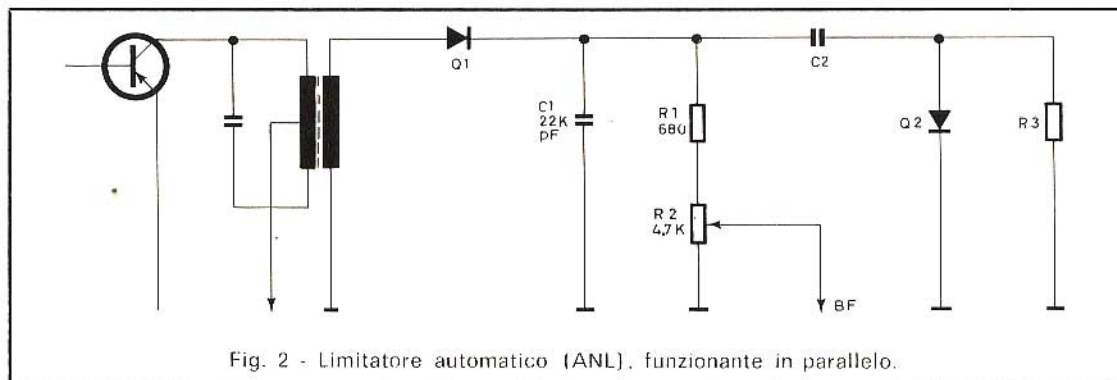



Fig. 2 - Limitatore automatico (ANL), funzionante in parallelo.

In fig. 2, Q1 è un normale diodo rivelatore che fa capo al solito carico resistivo (R1 - R2) ed al condensatore di by-pass C1.

Il segnale audio da inviare alla bassa frequenza (BF) viene prelevato mediante il potenziometro R2; il limitatore vero e proprio è dato da C2 - Q2 - R3.

Ai capi di C2 si sviluppa una tensione proporzionale al livello della portante e Q2 resta inattivo perché tale tensione non può variare rapidamente dato che C2 ed R3 vengono scelti di grande valore af-

finché diano una costante di tempo sufficientemente elevata. Quando tuttavia giunga un impulso di breve durata dovuto ad un disturbo, questo passa attraverso C2 e si cortocircuita verso massa passando per Q2 per cui non può giungere sino alla bassa frequenza.

Questo circuito limitatore funziona in « parallelo » ad un normale rivelatore; è anche possibile modificare questo circuito in modo che la parte limitatrice funzioni in « serie » (fig. 3).

Fig. 3 - Limitatore automatico (ANL), funzionante in serie.

In alcuni casi, specie nei ricevitori SSB, è preferibile limitare i disturbi prima che questi raggiungano il rivelatore e pertanto, la sola soluzione pratica consiste nell'applicare il circuito limitatore all'entrata del primo trasformatore di media frequenza.

La fig. 4 riporta una delle soluzioni più frequentemente adottate. Questo circuito, indicato spesso con la sigla IFNL (« intermediate frequency noise limiter ») funziona sfruttando la circostanza che la tensione di placca di V1 varia in funzione dell'intensità dei segnali ricevuti. I condensatori C1 e C3 risultano caricati quindi secondo il valore medio di tale variazione di tensione, grazie a Q1 e Q2 che lasciano passare ciascuno una sola semionda relativa a tali fluttuazioni. Il gruppo C2-R1 ha la funzione di rendere possibile tale carica secondo valori medi; quando C1-C3 sono carichi, le tensioni ai capi di Q1-Q2 sono tali che questi diodi non conducono. Pertanto, al primario del trasformatore di 1ª MF sono presenti le normali variazioni della corrente di placca di V1.

Fig. 4 - Limitatore IFNL per ricezioni SSB.

Ma quando un forte disturbo di tipo impulsivo entra nel ricevitore, la tensione che si determina bruscamente è ben diversa da quella media memorizzata da C1-C3 e ciò crea una differenza di tensione fra Q1 e Q2 per cui uno dei diodi conduce, cortocircuitando in pratica il primario della 1ª MF, impedendo così che qualsiasi segnale passi agli stadi successivi del ricevitore.

In modo automatico, non appena per il cessare del disturbo l'equilibrio della tensione media è ripristinato, i diodi cessano di condurre ed il limitatore si esclude da sè, salvo rientrare all'istante in funzione al sopraggiungere di un nuovo impulso disturbante.

Fig. 5 - Squelch semplice.

Squelch

Ad una categoria diversa appartengono i circuiti « squelch » e « twinnoise squelch (TNS) ».

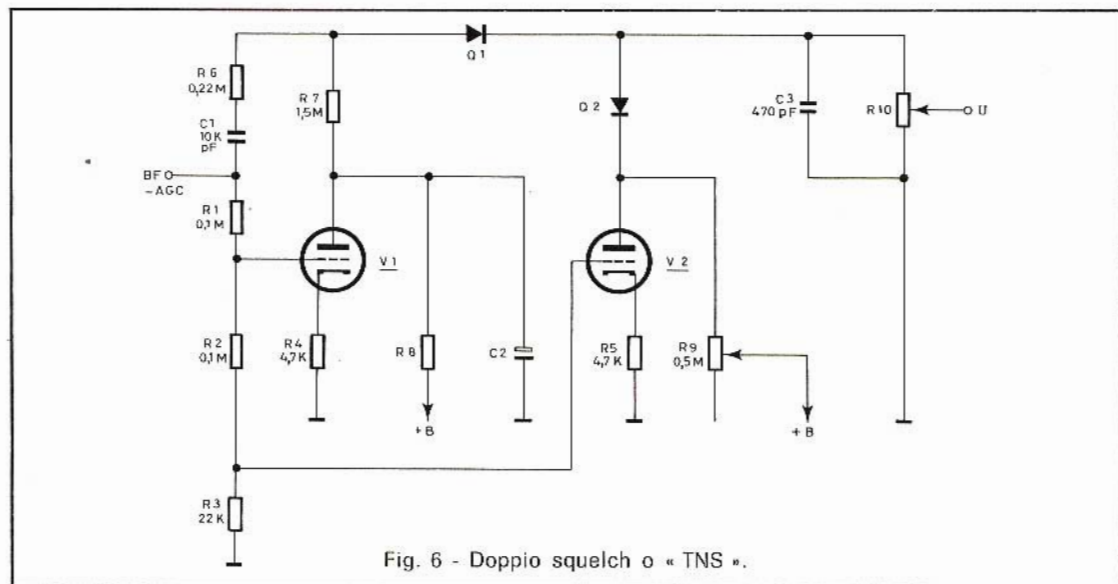



Fig. 6 - Doppio squelch o « TNS ».

Il tipo più usato, specie dai radioamatori che lavorano nelle gamme VHF, è lo squelch « semplice », mentre il TNS o « doppio squelch » è destinato alle apparecchiature altamente professionali.

Il compito del circuito squelch è quello di silenziare totalmente un radioricevitore quando non sono presenti segnali utili all'entrata. Serve quindi, soprattutto, per non affaticare l'operatore durante la ricerca di stazioni o l'attesa di chiamate ad appuntamento. Il circuito squelch è sovente realizzato in modo che il valore di soglia può essere regolato a piacere così da stabilire con accuratezza il valore minimo dell'intensità dei segnali in ingresso che devono sbloccare il ricevitore. Poiché questa soglia può ossere regolata anche a valori dell'ordine di 1 μV, ne risulta che lo squelch funziona senza praticamente ridurre la sensibilità massima del ricevitore a cui è applicato.

Il circuito squelch viene inserito normalmente fra il diodo rivelatore e l'amplificatore di BF del ricevitore. Il più delle volte è comandato dalla stessa tensione del controllo automatico di volume, ma si conoscono molte realizzazioni in cui il controllo è fornito dalle variazioni della tensione di griglia schermo od anche dal rumore di fondo del ricevitore.

Nella fig. 5 è riportato lo schema di massima di uno squelch a transistor. La parte relativa a R6, R7, R8, R9-C4, C5 e Q1 è quella determinante il funzionamento « a soglia », mentre la parte restante del circuito è quella normale di BF.

Il segnale audio proveniente dal diodo rivelatore entra in E e viene prelevato in misura più o meno grande dal potenziometro R1 che controlla il volume; attraverso C1 - Q2 - C3 esce amplificato in U per proseguire verso gli altri stadi di amplificazione di BF. Questa parte normale alla BF di un ricevitore è però condizionata nel suo funzionamento dal circuito squelch che, comandato dal controllo automatico di volume (+ AGC) è in grado di far variare notevolmente la tensione di base di Q2 a seconda della caduta di tensione che si determina ai capi di R7 per l'assorbimento di corrente che avviene in Q1. Se questo transistor conduce molto, la tensione sul suo collettore scenderà a valori minimi e così accadrà sulla base di Q2 per cui questo transistor non potrà più amplificare alcun segnale, rendendo così muto l'apparecchio.

Quando invece un segnale è presente e fa funzionare l'AGC, la base di Q1 diviene insufficientemente polarizzata per cui una corrente quasi nulla scorre in questo transistor. Ai capi di R7 non si manifesta allora più alcuna caduta di tensione dovuta a Q1 e la tensione negativa di base di Q2, aumentando al giusto valore, permette un normale funzionamento del ricevitore. Il potenziometro R6 serve a regolare il valore di soglia.

Più complesso è il circuito « TNS » che è la combinazione di uno squelch con un limitatore.

Com'è visibile nella fig. 6 una parte della tensione del controllo automatico (— AGC) e la tensione audio (BF) vengono applicate alla griglia di V1 ed in misura minore alla griglia di V2. Il segnale audio è amplificato da V2 e prosegue verso l'amplificatore di bassa frequenza, uscendo da U. Il funzionamento del ricevitore in cui è inserito questo TNS può avvenire solo se i diodi non sono polarizzati in senso inverso. La tensione applicata a Q1 è controllata infatti dalla tensione di placca di V1, mentre quella di Q2 è controllata in modo analogo da V2.

Quando si presenta un disturbo, la tensione degli anodi di V1 e V2 aumenta, ma non con la stessa rapidità, data la costante di tempo introdotta da C2 - R7 che consente alla tensione di placca di V2 di aumentare più in fretta. Pertanto Q1 e Q2 vengono polarizzati al cutoff impedendo il passaggio audio durante la permanenza del disturbo. Una regolazione accurata è attuabile agendo su R9.

Per terminare, ricorderemo che quasi tutti i circuiti destinati a ridurre o combattere i disturbi tendono ad introdurre un certo grado di distorsione se non sono adattati in modo più che perfetto ai ricevitori cui sono destinati.

Si tratta comunque d'interessanti dispositivi capaci di fornire soddisfacenti risultati, specie nel caso di alcuni ricevitori speciali e radiotelefoni, dov'è indispensabile potere, all'occorrenza, combattere in modo efficace i disturbi per assicurare buoni collegamenti.

G.A.U.

DIECI METODI PER IL COLLEGAMENTO DI ALTOPARLANTI

a cura di L. Biancoli

Accade sovente di disporre di un amplificatore stereo, sia esso a valvole o a transistor, avente una potenza di uscita sufficiente per alimentare un certo numero di altoparlanti. In questo caso, il possessore desidera a volte collocare degli altoparlanti supplementari in varie posizioni di un locale o di più locali, al fine di consentire l'ascolto della musica riprodotta con maggiore comodità e con una più razionale propagazione dei suoni.

Si presenta però il problema dell'allacciamento all'uscita dell'amplificatore, che deve essere eseguito osservando determinati criteri, onde evitare che un carico mal predisposto danneggi la qualità della riproduzione, o comprometta il funzionamento dello stadio finale.

Le dieci soluzioni proposte da HI-FI/Stereo consentono di risolvere questo problema nel modo più soddisfacente, nella maggior parte dei casi.

Indipendentemente dai loro meriti indiscutibili, sotto il profilo delle dimensioni, del costo, del peso e della semplicità dei circuiti, bisogna indubbiamente ammettere che i transistor hanno apportato non lievi complicazioni agli effetti del collegamento di altoparlanti supplementari.

In particolare, ci riferiamo agli amplificatori che — essendo muniti di uno stadio finale di potenza del tipo a simmetria complementare, o comunque senza trasformatore — presentano una sola coppia di terminali di uscita per ciascun canale. Di conseguenza, indipendentemente

dal fatto che ai terminali di uscita venga collegato un solo altoparlante, oppure un sistema di due o più altoparlanti, non è possibile disporre che dei due unici terminali di cui si è detto.

Oltre a ciò, gli amplificatori funzionanti a transistor possono rivelarsi assai critici quando il carico combinato, costituito dalle unità di riproduzione collegate in uscita, determina un'impedenza risultante che sia notevolmente inferiore ad un minimo di 4 Ω. Ad esempio, un altoparlante avente un'impedenza di 4 Ω, ed un altro avente un'impedenza di 8 Ω, possono essere collegati in parallelo tra loro ai terminali di uscita corrispondenti ad un'impedenza di 4 Ω di un amplificatore a valvole, senza che ciò comporti un grave rischio agli effetti sia della riproduzione, sia delle condizioni di funzionamento dello stadio finale: trattandosi invece di un amplificatore a transistor, il metodo può sia peggiorare la qualità della riproduzione — in particolare per le note più basse — sia compromettere seriamente l'integrità dello stadio finale, a causa di un notevole aumento forzato della corrente di collettore.

CONSIDERAZIONI PRATICHE

Delle dieci soluzioni che vengono suggerite, cinque sono adatte all'impiego soltanto con amplificatori a valvole, e cinque soltanto con amplificatori a transistor. In entrambi i casi, gli schemi pratici sono riferiti al caso di un altoparlante principale avente un'impedenza di 4 Ω, con l'aggiunta di un altoparlante supplementare identico, avente anch'esso un'impedenza di 4 Ω; al caso di un altoparlante principale da 4 Ω, con una o due unità supplementari da 8 Ω, ed al caso in cui gli altoparlanti siano da 8 Ω, con una o due unità supplementari, anch'esse da 8 Ω. In ciascun caso, il medesimo sistema di commutazione può essere adottato anche con combinazioni di impedenze di 8 e 16 Ω, a patto che vengano rispettate le corrispondenze dei valori nei giochi serie-parallelo. Nel caso di amplificatori a valvole, è sufficiente usare le prese di uscita contrassegnate 0, 8 e 16 Ω, anziché quelle contrassegnare 0, 4 ed 8 Ω. Se si tratta invece di un amplificatore a transistor provvisto di un commutatore per la pre-regolazione dell'impedenza di uscita, o di una basetta a prese multiple, collegare l'impianto di altoparlanti **soltanto** ai terminali corrispondenti all'impedenza di 4 Ω.

Si tenga presente che — in alcuni casi — con gli amplificatori a transistor è possibile ottenere il funzionamento **contemporaneo** di un numero di altoparlanti inferiore che non con un amplificatore a valvole. In ogni caso, i giochi di commutazione relativi agli amplificatori a transistor sono stati studiati in modo tale da rendere impossibile qualsiasi errore.

Qualora l'amplificatore stereo o il radio-ricevitore in possesso del lettore fosse provvisto di un commutatore per la selezione degli altoparlanti, è consigliabile — in caso dubbio — interpellare il reparto tecnico del fabbricante o del rivenditore circa l'attuabilità della combinazione scelta.

Si precisa infine che tutti gli schemi riportati nelle diverse figure sono intesi per l'aggiunta di altoparlanti supplementari in un impianto stereo, e non per altoparlanti usati con un impianto monofonico a due canali.

La messa in fase degli altoparlanti

Come è noto, gli altoparlanti trasformano gli impulsi elettrici in onde sonore, grazie all'effetto della membrana vibrante (cono), che provoca fenomeni fisici di compressione e di rarefazione dell'aria antistante, a seconda che si sposti rispettivamente in avanti o in dietro.

Da ciò, appare intuitivo che — dovendo collocare in uno stesso locale più di un altoparlante — i rispettivi coni devono spostarsi nella medesima direzione per ogni impulso che viene applicato contemporaneamente alle rispettive bobine mobili. In caso contrario, una compressione dell'aria dovuta ad una delle unità provocherebbe una rarefazione da parte di una altra, con la conseguenza che i due fenomeni acustici si sottrarrebbero anziché sommarsi, alterando notevolmente il rendimento e la qualità sonora.

Per questo motivo, tutti gli altoparlanti di un impianto multiplo devono essere **necessariamente in fase tra loro,** e quindi — prima di effettuare qualsiasi collega-

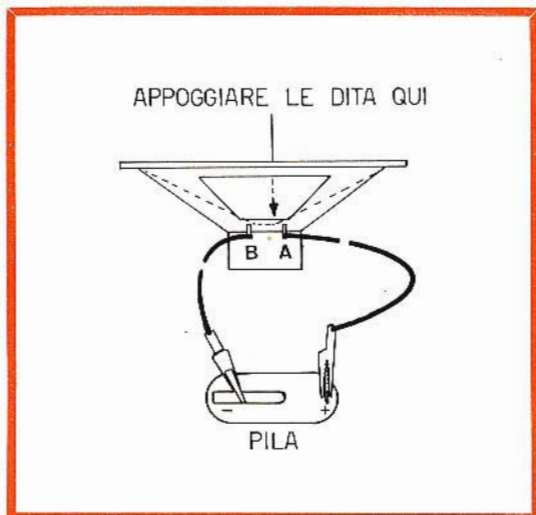



Fig. 1 - Per stabilire la polarità di una bobina mobile, ci si può servire di una pila da 4 V. Appoggiando le dita delicatamente al centro del cono, si osserva se questo si sposta in avanti o indietro. Ciò stabilito, si contrassegna opportunamente ciascuno dei due terminali della bobina mobile. Successivamente, è possibile contrassegnare tutte le altre unità, in modo che — rispettando la polarità della pila — il cono si sposti in tutte nella medesima direzione. Tenendo conto dei contrassegni, si avrà la certezza che gli altoparlanti sono tutti in fase tra loro.

mento, occorre stabilire per ciascuno di essi l'esatta polarità rispetto ai due terminali della bobina mobile.

A tale scopo, possiamo suggerire un metodo assai semplice, illustrato alla **figura 1.** Per ogni altoparlante da collegare all'impianto, si provvederà a collegare la bobina mobile ad una pila da 4,5 V, mediante due comuni pinzette del tipo a « coccodrillo ». Dopo aver applicato una delle pinzette al polo negativo della pila per il primo altoparlante, ed appoggiando delicatamente le dita al centro del cono, si collegherà con contatto intermittente l'altra pinzetta al polo positivo. Ciò permetterà di stabilire col tatto se — quando il circuito della pila viene chiuso — il cono si sposta in avanti o indietro. Ciò fatto, converrà contrassegnare con A il polo facente capo al polo positivo, e con B quello facente capo al polo negativo.

Successivamente, si compirà la medesima operazione nei confronti di tutti gli altri altoparlanti da collegare all'impianto, in modo da contrassegnare le rispettive prese facenti capo alla bobina mobile con le stesse lettere (A e B), invertendo se necessario i poli della pila, allo scopo di predisporli per una connessione tale che — applicando un impulso — tutti i coni si spostino nella medesima direzione.

Una volta stabilita la polarità per ciascuno di essi, si dovrà inoltre rispettare la condizione illustrata alla **figura 2**: in essa si nota che in alto, quando cioé due altoparlanti vengono collegati in parallelo, i terminali A vanno collegati tra loro, come pure i terminali B. Nella sezione in basso si nota invece che — collegando in serie due altoparlanti — la catena può avere inizio, ad esempio, con un terminale A, il cui terminale B andrà unito col terminale A del secondo altoparlante: come nel caso precedente, la linea avrà quindi un polo A ed un polo B.

Per questo motivo, nelle dieci figure illustranti i sistemi di collegamento, ogni linea facente capo ad una bobina mobile è

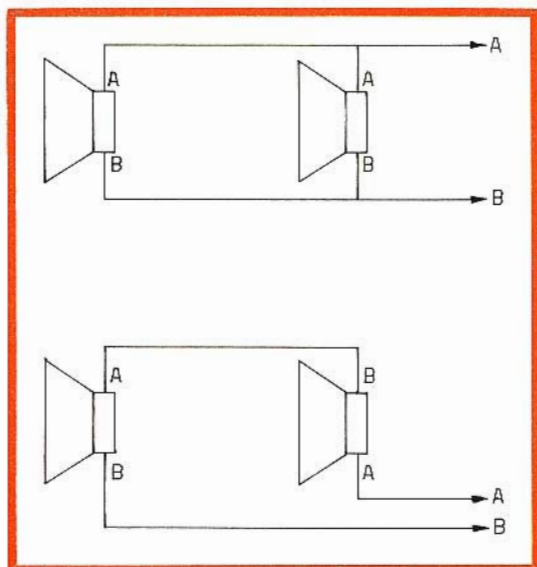



Fig. 2 - Una volta stabilita la polarità della bobina mobile, quando due unità vengono collegate in parallelo (A), i poli recanti il medesimo contrassegno vanno uniti a due a due tra loro. Quando invece vengono collegati in serie (B), occorre procedere esattamente come nel caso di collegamento in serie di pile: ogni polo deve essere collegato ad un polo opposto.

stata contrassegnata con le sigle A e B, nei confronti delle quali andrà rispettata la polarità, qualunque essa sia.

ALTRE IMPORTANTI CONSIDERAZIONI

Ciascuna combinazione di altoparlanti può essere commutata indipendentemente dal punto in cui è installato l'amplificatore. Nei casi in cui si fa uso di un commutatore rotante per controllare due sistemi di altoparlanti, gli schemi delle diverse combinazioni rappresentano il commutatore visto dal lato dei contatti: ciascun settore si trova nella prima posizione, e le tre posizioni (susseguentisi negli schemi in senso antiorario) sono le seguenti:

Prima posizione = Solo altoparlante principale
Seconda » = Solo altoparlante supplementare
Terza » = Entrambi in funzione

In ogni soluzione prevista per due altoparlanti aventi un'impedenza di 4 Ω, le due unità (principale e supplementare) risultano collegate in serie tra loro, quando il commutatore si trova nella terza posizione (corrispondente al funzionamento simultaneo di entrambe). Il collegamento in serie di due altoparlanti non ne compromette il funzionamento, a patto che essi presentino la medesima impedenza caratteristica. In caso contrario, ciascuno di essi altera nell'altro la distribuzione delle frequenze dell'energia di segnale fornita dall'amplificatore, con la conseguenza che viene seriamente compromesso il responso ai segnali transitori da parte delle due unità.

Prima di realizzare un impianto supplementare di altoparlanti, è bene assicurarsi che l'amplificatore disponibile abbia una potenza di uscita sufficiente per alimentarlo, sempre che si preveda di far funzionare gli altoparlanti supplementari unitamente alle unità principali, con livelli sonori piuttosto elevati. In tal caso, l'ammontare dell'energia necessaria per ciascun canale corrisponde alla somma delle potenze minime dichiarate da parte del fabbricante per ogni altoparlante usato. D'altro canto, se si prevede di usare alternativamente o solo gli altoparlanti principali, o soltanto le unità supplementari, oppure se si prevede il funzionamento simultaneo ma solo con livelli sonori assai bassi, allo scopo di ottenere la cosiddetta musica di sottofondo, tale precauzione risulta superflua, in quanto non viene chiesta all'amplificatore una potenza di uscita maggiore di quella che esso fornisce.

Per quanto riguarda i collegamenti, si può fare uso della comune piattina per impianti elettrici, avente una sezione di 2 x 1 millimetro, isolata in plastica, a patto — beninteso — che la lunghezza della linea non superi i 15 metri. Dovendo installare linee di maggiore lunghezza, per non compromette seriamente i valori di impedenza in gioco, sarà bene usare invece della piattina da 2 x 2 millimetri.

Ovviamente, sarà sempre meglio saldare i terminali anziché fissarli mediante viti, anche se i commutatori prevedono quest'ultimo sistema. Ad evitare cortocircuiti dovuti alla presenza di uno dei sottili conduttori della piattina tra un contatto ed un altro, sarà bene ravvivare a stagno l'estremità di ciascun conduttore, dopo averne tolto l'isolamento per circa 10 millimetri, unendo nella saldatura tutti i conduttori della trecciola.

LA REALIZZAZIONE PRATICA

Nelle dieci soluzioni illustrate, la lettera S rappresenta sempre il canale sinistro, mentre la lettera D rappresenta il canale destro. Inoltre, il numero 1 rappresenta l'altoparlante principale, il numero 2 rappresenta l'altoparlante supplementare, ed il numero 3 l'eventuale terza coppia. Le lettere A e B — infine — stabiliscono quelli che — tra i terminali delle diverse bobine mobili — fanno capo ad un altro terminale della stessa lettera nel collegamento in parallelo, e ad un terminale della lettera reciproca nel collegamento in serie.

Ciò significa che le lettere S e D dal lato sinistro di ciascuna figura rappresentano le uscite degli amplificatori corrispondenti ai due canali; una sigla come S1A — ad esempio — individua invece un polo dell'altoparlante principale del canale sinistro. L'altro polo della stessa bobina mobile sarà contrassegnato invece S1B. Ciò permetterà di individuare facil-

mente le diverse unità, ed i relativi collegamenti. In ogni modo, rispettando le connessioni così come sono illustrate, non sussiste alcun pericolo di riscontrare errori al momento del collaudo.

Nel caso di funzionamento di una sola coppia di altoparlanti alla volta per ciascun canale (solo quella principale, o solo quella supplementare), l'uscita viene usata tra le prese 0 e 4 Ω. Quando invece le due coppie principale e supplementare vengono fatte funzionare contemporaneamente su entrambi i canali, si fa uso delle prese di uscita 0 ed 8 Ω.

Le due unità supplementari devono avere le medesime caratteristiche di impedenza delle unità principali (entrambe devono avere una bobina mobile da 4 o da 8 Ω). Qualora gli altoparlanti di ciascun canale avessero entrambi l'impedenza di 8 Ω, il sistema di collegamento rimane inalterato, con la sola differenza che la presa di uscita a 4 Ω viene sostituita con quella corrispondente ad 8 Ω, mentre quella ad 8 Ω viene sostituita con quella avente l'impedenza di 16 Ω.

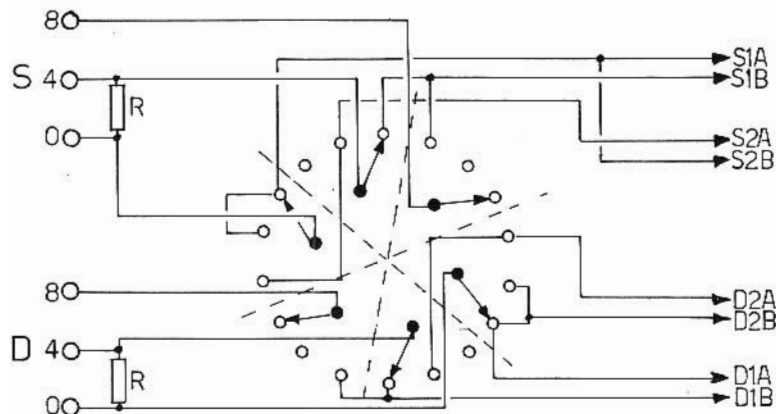



Fig. 3 - Per questa prima realizzazione, si può fare uso di un commutatore rotante a sei vie, tre posizioni - G.B.C. GN/900 -, e di due resistenze da 50 Ω, 5 W a filo - G.B.C. DR/550 -

La resistenza R aggiunta ad entrambi i canali è la stessa che verrà usata in tutte le soluzioni che seguono, e deve essere del valore approssimativo di 50 Ω, a filo, con una dissipazione minima di 5 W. Tutti i commutatori usati sono del tipo non-cortocircuitante.

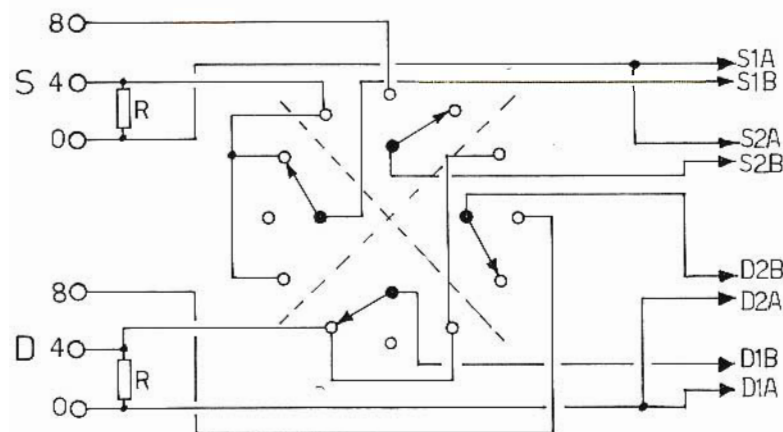



Fig. 4 - In questo caso, più semplice del precedente, il commutatore è a quattro vie, tre posizioni - G.B.C. GN/860 -. Le resistenze sono eguali a quelle del caso precedente, come pure a quelle di tutti gli altri casi che seguono.

Commutazioni per amplificatori a valvole

La **figura 3** rappresenta la prima delle soluzioni suggerite. Essa si presta esclusivamente per l'impiego con amplificatori a valvole, avente le due uscite (per canali destro e sinistro) a 4 e ad 8 Ω.

Il commutatore rotante usato è — come si è detto — del tipo non cortocircuitante, ed ha sei vie e tre posizioni. Tutti gli altoparlanti sono da 4 Ω.

La **figura 4** è una soluzione analoga alla precedente, con la differenza che viene impiegato un commutatore rotante del tipo anch'esso non corto-circuitante, ma a quattro vie, tre posizioni. Anche questo sistema — come il precedente — consente di usare una sola coppia di altoparlanti alla volta (prima o seconda posizione), oppure entrambe le coppie contemporaneamente (terza posizione).

Fig. 5 - Esempio di gioco di commutazione con deviatori bipolari a levetta - G.B.C. GL/3610 - L'impianto prevede due coppie di unità supplementari, che possono funzionare contemporaneamente, ma non insieme alle due unità principali.

Un'altra differenza rispetto al circuito precedente consiste nel fatto che — in questo caso — mentre gli altoparlanti principali sono provvisti di bobina mobile a 4 Ω, le due unità supplementari hanno invece un'impedenza di 8 Ω.

Nel caso di **figura 5**, non si fa uso di un commutatore rotante, bensì di tre deviatori bipolari a levetta. Inoltre, è prevista l'applicazione di due coppie di altoparlanti supplementari, aventi tutti un'impedenza di 8 Ω, mentre i due altoparlanti principali sono da 4 Ω. È possibile ottenere il funzionamento contemporaneo di qualsiasi combinazione di **due** coppie di altoparlanti (una per ciascun canale), ma **non** è possibile il funzionamento contemporaneo di tutte e tre le coppie disponibili.

Fig. 6 - Anche in questo caso il commutatore - sempre del tipo non corto-circuitante - è a quattro vie, tre posizioni - G.B.C. GN/860 -. Il gioco prevede il funzionamento contemporaneo di due coppie.

Il primo commutatore — a sinistra — inserisce gli altoparlanti principali, il commutatore centrale inserisce la prima coppia di unità supplementari, ed il terzo — a

destra — inserisce la seconda coppia. Con questo sistema, oltre che migliorare un impianto stereo installato in un locale dell'appartamento, è possibile ottenere la riproduzione — sempre stereofonica — anche in un altro locale.

valvole. Come si può osservare, in questo caso si fa uso soltanto delle prese di uscita corrispondenti a 4 Ω di impedenza su entrambi i canali. I due altoparlanti principali devono però avere un'impedenza di 8 Ω, come pure le due coppie di unità

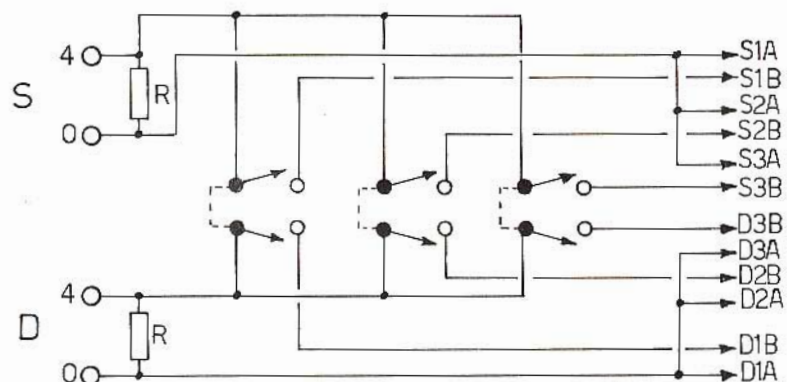



Fig. 7 - Ultimo caso di applicazione per impianti a valvole. I tre deviatori a levetta sono del tipo G.B.C. GL/3610, e consentono il funzionamento contemporaneo delle tre coppie, oppure la scelta di una o due coppie simultanee.

La **figura 6** fa ancora uso di un commutatore rotante, ed è una soluzione prevista per altoparlanti principali, e per una coppia di unità supplementari, tutti da 8 Ω. È possibile il funzionamento singolo delle due coppie, oppure di entrambe simultaneamente.

supplementari.

Per la commutazione, si fa uso di tre interruttori bipolari a levetta, di cui il primo a sinistra inserisce la coppia principale, quello centrale una delle coppie supplementari, ed il terzo (a destra) inserisce la coppia restante.

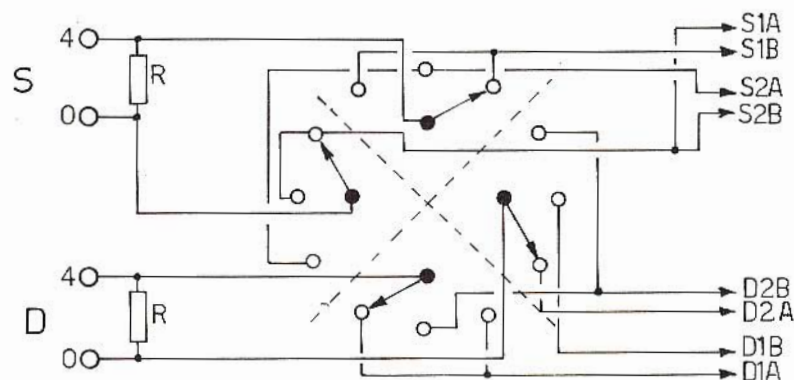



Fig. 8 - Con questo sistema, adatto per amplificatori a transistor, è possibile la commutazione tra una coppia principale e una supplementare, con funzionamento separato o simultaneo. Il commutatore rotante è a quattro vie, tre posizioni - G.B.C. GN/860 -. Gli altoparlanti devono essere tutti da 4 Ω.

Il commutatore è del tipo a quattro vie, tre posizioni, sempre non corto-circuitante.

La **figura 7** costituisce l'ultima delle soluzioni consigliate per gli amplificatori a

Il gioco di commutazione permette di inserire una coppia alla volta, oppure la combinazione di due qualsiasi coppie di altoparlanti, o ancora le tre coppie, simultaneamente.

Commutazioni per amplificatori a transistor

Come si può osservare, tutte e cinque le soluzioni proposte prevedono il collegamento alla presa di uscita avente una impedenza di 4 Ω. È possibile anche il collegamento ad una presa ad 8 Ω, a patto che i valori di impedenza delle varie bobine mobili vengano anch'esse raddoppiate. In pratica, come nel caso delle applicazioni per amplificatori a valvole, qualsiasi valore si presta, purché vengano rispettati i rapporti nei confronti delle impedenze degli altoparlanti.

Fig. 9 - Questa è la versione più semplice tra tutte. Infatti, mediante un solo deviatore a levetta - G.B.C. GL/3610 -, è possibile scegliere alternativamente la coppia principale o la coppia supplementare.

La **figura 8** prevede due altoparlanti principali da 4 Ω, e due unità supplementari aventi le medesime caratteristiche. È possibile il funzionamento di una qualsiasi delle due coppie, separatamente, oppure il funzionamento simultaneo di entrambe.

Il commutatore è del tipo non cortocircuitante, a quattro vie, tre posizioni.

La **figura 9** presenta possibilità più limitate, in quanto consente il funzionamento singolo di una coppia di altoparlanti alla volta, e non il funzionamento simultaneo. In compenso, il gioco di commutazione viene ottenuto semplicemente con un deviatore bipolare a levetta.

Tutte le unità (principali e supplementari) devono essere da 4 Ω.

Fig. 10 - Sempre con l'impiego di tre deviatori bipolari a levetta - G.B.C. GL/3610 -, è possibile in questo caso la selezione tra una qualsiasi delle tre coppie di altoparlanti disponibili, e la combinazione delle due coppie supplementari. Nessuna di esse può però funzionare contemporaneamente agli altoparlanti principali.

La **figura 10** prevede l'impiego di due unità principali da 4 Ω, e di due coppie di unità supplementari, tutte da 8 Ω. Il gioco di commutazione viene eseguito me-

diante tre deviatori bipolari a levetta e permette il funzionamento separato di una qualsiasi delle tre coppie, il funzionamento simultaneo delle due coppie supplementari, ma nessuna di queste ultime può funzionare unitamente ai due altoparlanti principali.

denza di 8 Ω. La commutazione, effettuata con tre deviatori bipolari a levetta, consente il funzionamento singolo di una qualsiasi delle coppie disponibili, di due coppie qualsiasi simultaneamente, ma non delle tre coppie nel medesimo tempo.

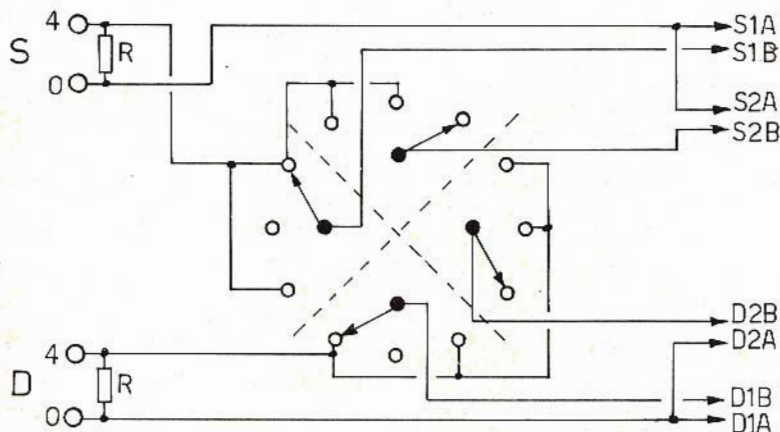



Fig. 11 - Commutazione tra la coppia principale e la coppia supplementare, con unità da 8 Ω, mediante commutatore rotante a quattro vie, tre posizioni - G.B.C. GN/860 -

La **figura 11** fa uso di un commutatore rotante a quattro vie, tre posizioni, e prevede l'impiego di due unità principali, e di due supplementari, tutte da 8 Ω. È possibile il funzionamento singolo di una qualsiasi delle due coppie, oppure il loro funzionamento simultaneo.

OSSERVAZIONI

Il valore della resistenza R — stabilito a 50 Ω, 5 W — non è critico come può sembrare. In effetti, qualsiasi valore compreso tra 40 e 60 Ω si presta allo scopo, purché la dissipazione sia tale da non provocarne il riscaldamento, a pieno volume.

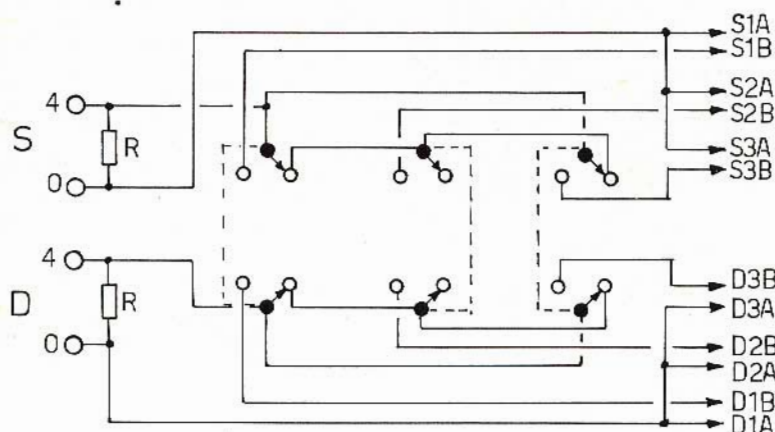



Fig. 12 - Esempio di commutazione mediante deviatori bipolari a levetta - G.B.C. GL/3610 -, per ottenere il funzionamento separato di una qualsiasi delle tre coppie, e della combinazione di due di esse, senza però che sia possibile il funzionamento simultaneo delle tre coppie di unità.

La **figura 12** — infine — prevede l'impiego di una coppia principale e di due coppie supplementari, consistenti in unità magnetodinamiche tutte aventi un'impe-

Sulla base di queste dieci soluzioni, il lettore potrà forse escogitarne altre, che rispondano a sue eventuali particolari esigenze.

MINI CASSE ACUSTICHE

ALTA FEDELTA'

Ritorniamo ancora una volta sull'argomento delle casse acustiche miniatura per alta fedeltà, perché pensiamo che un buon numero di nostri lettori sia direttamente interessato al problema dello spazio che possono occupare queste casse acustiche nelle abitazioni moderne.

Parlando di alta fedeltà, il problema maggiore che si può presentare è quello delle dimensioni delle casse acustiche;. per ottenere un complesso che si possa chiamare di alta fedeltà è necessario ricercare l'installazione migliore. La fedeltà consiste infatti nel riprodurre con la maggior esattezza possibile, le diverse fasi del segnale originale sia per quanto riguarda la natura del suono che del livello sonoro. Oltre a questo è necessario ricordare che fattori molto importanti in una installazione di alta fedeltà sono la potenza e la banda passante.

Allo stadio attuale della tecnica, il fattore potenza non pone più limiti perché si possono attuare dei circuiti che sviluppano livelli sonori di qualsiasi potenza. A questo punto, la cosa più importante è quella di saper scegliere la potenza esatta per ottenere i migliori risultati a seconda delle diverse sale d'ascolto. Per esempio, si deve sapere che il livello sonoro ottimo per ottenere delle buone condizioni d'ascolto in una sala da concerto è di almeno 40 dB. Riportiamo ora alcuni esempi tipici per facilitare il compito ai nostri lettori: per una sala di 100 metri cubi è necessario avere una potenza di circa 40 W; supponendo che il rapporto potenza-volume sia lineare si avrà che per una sala di 25 metri cubi saranno necessari 2,5 W di potenza e così via.

D'altro canto bisogna tener presente che il livello sonoro non dovrà essere sempre lo stesso, in quanto se per esempio si vuole riprodurre l'ambiente di una sala musicale, il livello dovrà essere molto superiore.

Per quanto riguarda invece la banda passante è necessario sapere che è un fattore molto più importante della potenza e crea dei problemi piuttosto complicati sia agli amatori che ai costruttori professionali. Questo fattore è legato molto strettamente alle casse acustiche,

in quanto anche se gli altoparlanti presentano l'intera gamma di frequenze dall'estremità bassa all'estremità alta, se le casse acustiche nelle quali vengono messi non rispondono ai requisiti suddetti non si potranno raggiungere dei buoni risultati. Naturalmente con più il volume di una cassa acustica è grande, migliore sarà la resa acustica. Come esempio possiamo citare il caso del contrabbasso, infatti è molto difficile poter riprodurre fedelmente il suono di questo strumento con una cassa avente un volume almeno dieci volte minore. Come è facile capire, queste condizioni non sono in pratica raggiungibili in quanto nei complessi ad alta fedeltà pur avendo delle casse acustiche di dimensioni elevate, si hanno delle frequenze di risonanza di

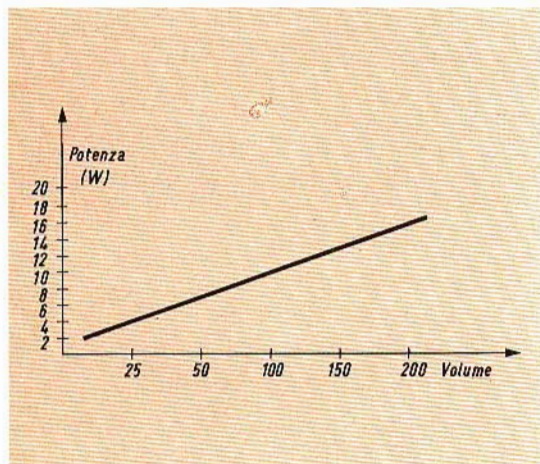



Fig. 1 - Grafico del volume d'ascolto e della potenza corrispondente.

30-40 Hz (la nota più bassa di un contrabbasso è di 42 Hz). Bisogna ricordare che numerose casse acustiche miniatura, anche se sono di buona qualità, non possono considerarsi di alta fedeltà.

In pratica per varie ragioni, pochi sono in grado di avere una vera installazione di alta fedeltà, in quanto negli appartamenti moderni è quasi impossibile tenere un livello d'ascolto adeguato per non disturbare i vicini. Allo stesso tempo nella maggior parte dei casi non si può, per ragioni di spazio, fare delle casse acustiche di dimensioni molto grandi, anche per l'estetica stessa che potrebbe influenzare il locale.

Le soluzioni a questi problemi possono essere risolti utilizzando una cuffia stereofonica ad alta fedeltà; ormai sul mercato, se ne possono trovare di tutti i tipi e di tutti i prezzi. Utilizzando queste cuffie si ha il vantaggio di avere un ascolto individuale, potente e di buona qualità; le cuffie permettono un ascolto stereofonico nelle condizioni migliori, ancora migliori in alcuni casi che con le cassette acustiche.

Passiamo ora a proporre qualche altra soluzione; si deve ricordare che la potenza determina un livello sonoro in funzione del volume della camera d'ascolto. Così per esempio se in una sala da concerto sono necessari circa 600 W di potenza, in una camera normale di qualche metro cubo saranno necessari solo pochi watt per ottenere lo stesso livello di ascolto.

In fig. 1 abbiamo riportato il grafico della potenza media di cui si deve disporre secondo il volume della camera.

Due casse acustiche miniatura

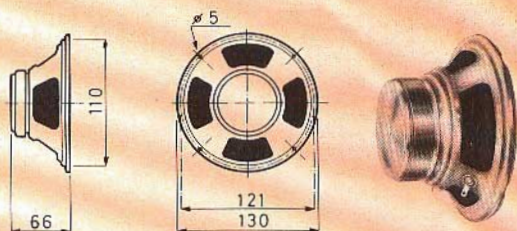
La prima cassa acustica di cui ci occuperemo non ha nulla di particolare a parte le dimensioni ridotte. Essa può erogare una potenza piuttosto bassa; l'altoparlante impiegato è di 11 cm di diametro, ma malgrado le sue dimensioni ridotte esso deve avere delle ottime prestazioni, e cioè deve avere una banda di frequenza di 100-10.000 Hz e una potenza di 4 W; il campo magnetico deve essere di circa 15.000 gauss. In fig. 2 è riportato il disegno completo e le dimensioni di questa piccola cassa acustica con la disposizione dei vari pannelli. Essa è fatta di legno di almeno 19 mm. di spessore, i pannelli sono tenuti insieme mediante viti e colla. La cassetta deve essere chiusa ermeticamente e le pareti interne devono essere ricoperte di uno strato di lana di vetro per evitare ogni risonanza sonora.

Con livelli di potenza bassi si ha un funzionamento abbastanza soddisfacente, mentre a livelli più elevati la cassetta riprodurrà solamente le frequenze medie e acute.

Altoparlante « G.B.C. »
A sospensione pneumatica.

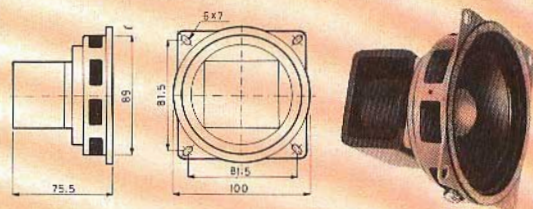
Potenza nominale:	8 W
Campo di frequenza:	40 ÷ 18.000 Hz
Flusso magnetico:	13.000 Gauss
Impedenza:	8 Ω

125 AF

AA/0417-22

Altoparlante « Isophon »
A sospensione pneumatica.

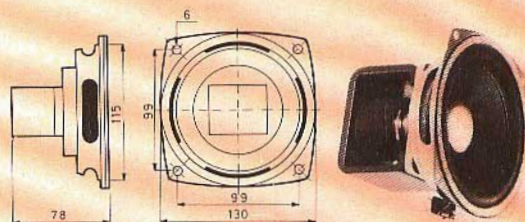
Potenza nominale:	5 W
Campo di frequenza:	60 ÷ 20.000 Hz
Flusso magnetico:	12.000 Gauss
Frequenza di risonanza:	85 Hz
Impedenza:	8 Ω

PSL 100

AA/0466-00

Altoparlante « Isophon »
A sospensione pneumatica.

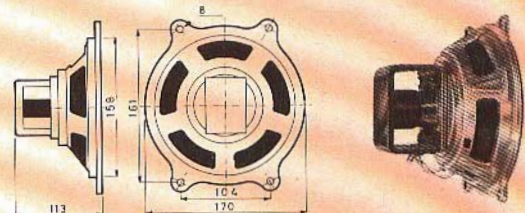
Potenza nominale:	12 W
Campo di frequenza:	50 ÷ 8.000 Hz
Flusso magnetico:	10.500 Gauss
Frequenza di risonanza:	40 Hz
Impedenza:	4 Ω

PSL 130

AA/0466-01

Altoparlante « Isophon »
A sospensione pneumatica.

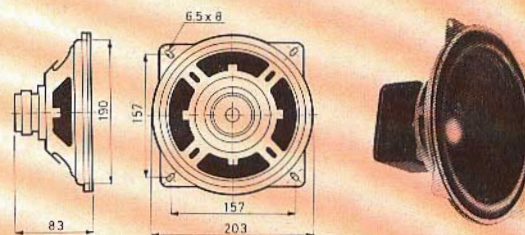
Potenza nominale:	15 W
Campo di frequenza:	45 ÷ 7.000 Hz
Flusso magnetico:	10.500 Gauss
Frequenza di risonanza:	40 Hz
Impedenza:	4 Ω

PSL 170

AA/0466-03

Altoparlante « Isophon »
A sospensione pneumatica.

Potenza nominale:	20 W
Campo di frequenza:	35 ÷ 5.800 Hz
Flusso magnetico:	10.500 Gauss
Frequenza di risonanza:	30 Hz
Impedenza:	4 Ω

PSL 203

AA/0466-05

Altoparlante « Isophon »
A sospensione pneumatica.

Potenza nominale:	6 W
Campo di frequenza:	20 ÷ 7.000 Hz
Flusso magnetico:	10.500 Gauss
Frequenza di risonanza:	28 Hz
Impedenza:	4 Ω

PSL 245

AA/0466-07

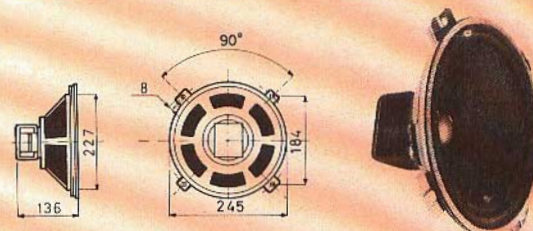
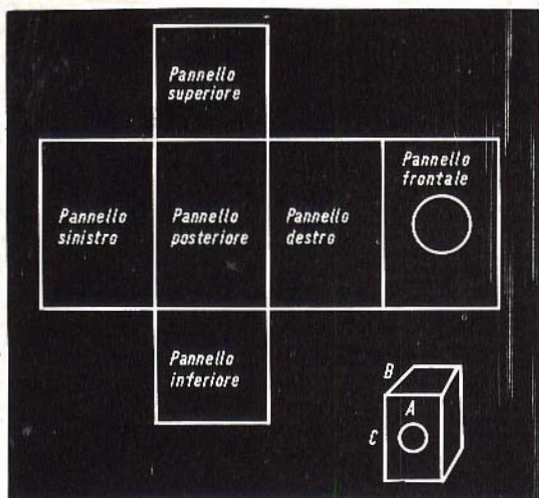



Fig. 2 - Sistema di montaggio e dimensioni d'ingombro delle cassette; per la prima versione, cioè con l'altoparlante di 11 cm. di diametro si hanno le seguenti dimensioni: A = 24 cm., B = 24 cm., C = 36 cm.; mentre per la seconda versione cioè con l'altoparlante da 12 cm. di diametro si avrà: A = 30 cm., B = 30 cm. e C = 42 cm.

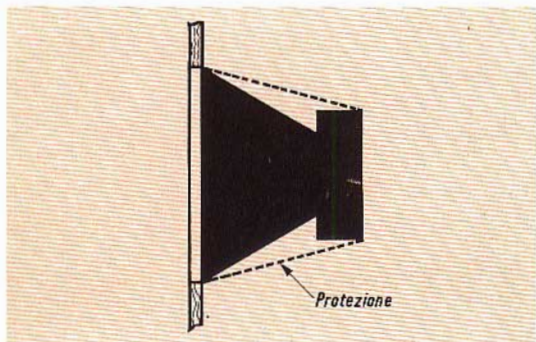
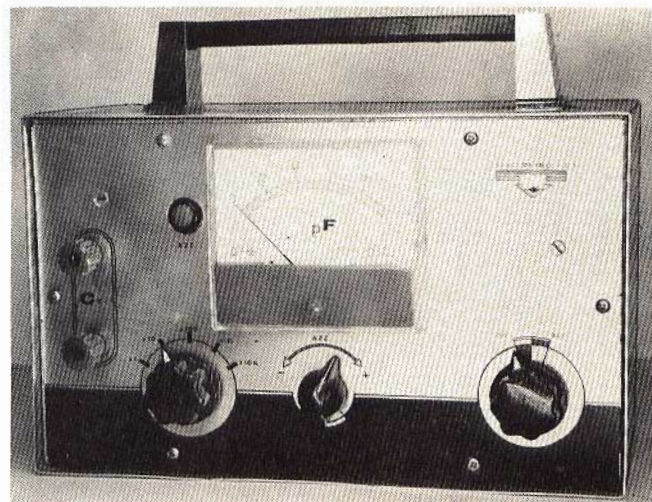



Fig. 3 - La garza di protezione, permette di proteggere il cono dell'altoparlante da eventuali depositi provocati dalla lana di vetro che ricopre le pareti della cassettina.

La seconda cassetta acustica ha circa le stesse dimensioni della prima come si può vedere nella didascalia della fig. 2 e lo stesso sistema di montaggio dei pannelli. In questa cassetta, l'altoparlante deve avere delle caratteristiche diverse dal precedente. In realtà la potenza sviluppata sarà di 5 W efficaci con una banda passante che va da 50 a 18.000 Hz. Anche in questo caso è possibile aumentare di un certo valore la potenza a scapito però della qualità; il diametro dell'altoparlante deve essere di 12 cm. e deve avere una frequenza di risonanza di 55 Hz.

L'interno di questa cassetta deve essere interamente ricoperto di lana di vetro e allo stesso tempo si deve mettere una garza per proteggere la membrana dell'altoparlante come si può vedere in fig. 3; la cassetta dovrà essere a chiusura ermetica.

Altri tipi di cassette di piccole dimensioni possono essere fatte per esempio con altoparlanti di 17 cm. di diametro e aventi una potenza di 7 W, essi hanno una banda passante che va da 40 a 15.000 Hz. La cassettina dovrà essere fatta nello stesso modo delle precedenti ma dovrà avere un volume un poco superiore. In questo tipo di cassette non è neppure necessario mettere dei tweeter in quanto nella banda passante vi è un certo equilibrio e quindi i diffusori potranno funzionare in maniera autonoma. Naturalmente queste cassette non possono ritenersi degli apparecchi di alta fedeltà ma permettono di ottenere dei risultati ottimi, tenendo conto anche del loro ingombro limitato.

Alcuni importatori e costruttori USA di minuscole radio transistor portatili, tengono ancora in considerazione nelle loro etichette e nei loro avvisi, i « falsi » transistor. Per lo meno la Commissione Federale del Commercio continua ad esprimersi in tal senso. Una cosiddetta radio a dieci transistor può averne in realtà solo sei o sette, i rimanenti sono presenti solo per figura. L'uso dei transistor di scarso valore diventa un sistema non costoso per costruire radio che sembrano, solo in apparenza, sensibili e potenti. La soluzione della Commissione Federale del Commercio, che è concorde con la Associazione Industrie Elettroniche sia Americana che Giapponese, è una nuova regola per proibire i transistor che non sono funzionanti. Un primitivo proposito specificava che il transistor, per essere considerato, deve rivelare, amplificare e ricevere segnali radio. Ci si aspetta ora una più liberale considerazione di funzioni ausiliarie per foggiare l'espressione finale della nuova regola.

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

a cura di G.A.U.

CAPACIMETRO DI PRECISIONE

È sufficiente collegare il condensatore incognito ai morsetti di questo capacimetro per conoscerne il valore con elevata precisione.

Premessa

Un tempo la misura della capacità era affidata quasi esclusivamente ai ponti di misura. Questi ultimi, tuttavia, se offrivano una elevata precisione, non consentivano misure rapide per cui, in epoca recente, si è dovuto procedere allo sviluppo di altri tipi di capacimetri di più rapido uso.

La maggior parte di questi strumenti sono stati sviluppati in base al principio che un condensatore è attraversato da una corrente più o meno elevata, in funzione della sua capacità, quando vi è applicata una determinata tensione avente una frequenza costante. Questa corrente essendo allora una funzione della capacità, può essere misurata con un adatto microamperometro la cui scala può essere tarata direttamente in valori capacitivi.

Negli apparati elettronici moderni è presente un grandissimo numero di condensatori per cui la necessità di poter disporre di un capacimetro rapido e preciso s fa sempre più impellente. Per questa considerazione è stato realizzato il capacimetro che qui descriviamo, e che è caratterizzato accanto ad una notevole semplicità costruttiva, da una elevatissima precisione che, per i valori di fondo scala, può anche raggiungere lo 0,5%, se vengono usati componenti di elevata precisione.

Questo capacimetro è previsto per la misura in 5 scale di tutte le capacità comprese fra 1 pF e 1 μF.

Lo schema elettrico

Nella fotografia è riportato l'aspetto esteriore dato a questo strumento, mentre nella fig. 1 è illustrato lo schema elettrico.

Da quest'ultimo si vede che è presente un transistor Tr1 (AC 142) che oscilla in circuito con collettore a massa grazie alla presenza di un apposito commutatore a più vie. Il potenziometro R4 consente una

regolazione fine della frequenza di oscillazione di Tr1 che viene prelevata dal suo emettitore tramite R2 ed inviata ai morsetti Cx.

In parallelo a questi morsetti compaiono 5 condensatori (C5-C9) i quali, mediante le sezioni S4-S5 del commutatore possono essere inseriti o disinseriti. La funzione di questi condensatori è quella di unità campioni che permettono di regolare perfettamente il fondo scala dello strumento M1 sulle varie portate. Affinché l'inserzione possa avvenire soltanto per il tempo necessario per la taratura, è stato adottato allo scopo il pulsante P, che va mantenuto premuto sintanto che regolando R4 si ottiene la calibratura voluta.

Dovendo misurare una capacità incognita, questa viene inserita ai morsetti Cx ed in funzione della corrente più o meno elevata da cui viene attraversata, compare un segnale (rettificato da D1-D2) ai capi dello strumento M1.

Per far sì che per ogni portata la taratura risulti uniforme, la sezione S6 del commutatore provvede ad inserire delle resistenze (R6-R9) che venendosi a trovare in parallelo con M1 ne modificano opportunamente la sensibilità in modo da dare una risposta appropriata allo strumento. Per l'alimentazione del complesso, anziché usare una comune batteria, si è preferito servirsi di un accumulatore ricaricabile al nickel-cadmio (AC) che consente una maggiore autonomia ed è praticamente insensibile alle forti variazioni dell'assorbimento di corrente che determina Tr1 passando da una gamma all'altra.

Costruzione

Tutti i comandi sono stati sistemati sul pannello frontale che misura 155x255 mm. Come si vede dalla foto, sulla sinistra del pannello sono stati montati i morsetti Cx e a destra di questi il pulsante P di azzeramento, il microamperometro (100 μA f.s.) e sotto allo strumento il potenziometro R4, alla sinistra di questo il commutatore S1-S6 e, all'estrema destra, l'interruttore rotativo I.

I vari componenti sono sistemati sul circuito stampato, che viene montato dietro al pannello anteriore e mantenuto in sito mediante due grossi angolari in metallo che lo distanziano opportunamente dal piano del pannello.

Qualche complessità può rappresentare il collegamento del commutatore, il quale con le sue 6 vie e 5 posizioni, può indurre facilmente in errore. Tuttavia, se si ha cura di fissare i lunghi terminali uscenti dal circuito stampato prima del montaggio (meglio se diversamente colorati fra loro) sarà poi possibile procedere ad un rapido e corretto collegamento senza alcuna possibilità di equivoco.

Per quanto concerne le resistenze inserite dalla sezione S6 del commutatore, resistenze contraddistinte nello schema di fig. 1 coi numeri R6-R9, queste possono avere un valore molto diverso da uno strumento all'altro ed in qualche caso non servire. Ciò dipende da molti fattori e, pertanto, lo spazio lasciato a disposizione sul circuito stampato può essere occupato o meno a seconda che per una uniforme taratura a fondo scala, siano necessarie o meno queste resistenze di shunt.

Un accenno particolare meritano i diodi D1-D2.

Sono stati adoperati i tipi AAZ 15, ma possono essere impiegati anche altri tipi purché possiedano una minima resistenza interna. Infatti, una buona linearità nella risposta dello strumento dipende anche dal comportamento di questi diodi, e non sono ovviamente adatti qualora possedessero resistenze dirette troppo elevate.

I condensatori campione da C5 a C9 devono essere del tipo più preciso possibile. È infatti da essi che dipende per la maggior parte la precisione dello strumento. È ovvio che, se per tali condensatori campioni si usano dei tipi di precisione, ad esempio 0,5%, anche la precisione con cui si effettuano le misure a fondo scala sulle varie portate sarà 0,5%.

L'elemento induttivo T1 va realizzato avvolgendo 700 spire di filo 0,08 smaltato su un rocchetto adatto per ricevere un pacco di lamierini magnetici in mumetal. Alla duecentesima spira (partendo dallo zero) si ricaverà una presa che verrà collegata all'emettitore. L'estremo dell'avvolgimento, ossia il termine delle 700 spire va invece collegato con il condensatore C4. Per

il pacco magnetico di T1, si può allo scopo utilizzare un trasformatore d'uscita per push-pull di transistor OC 72 o simili, togliendone l'avvolgimento originale e riavvolgendolo come descritto.

La realizzazione di questo trasformatore è piuttosto delicata ed è dal suo buon funzionamento che deriva la stabilità ed uniformità dell'apparecchio su tutte le portate.

strumento misura con ottima precisione anche un solo pF) è facile avere dispersioni nocive in ambienti umidi e, come già detto, la vernice protegge il tutto.

Taratura e messa a punto

La messa a punto di questo strumento non richiede alcun particolare accorgimento od operazione se tutti i collegamenti sono esatti.

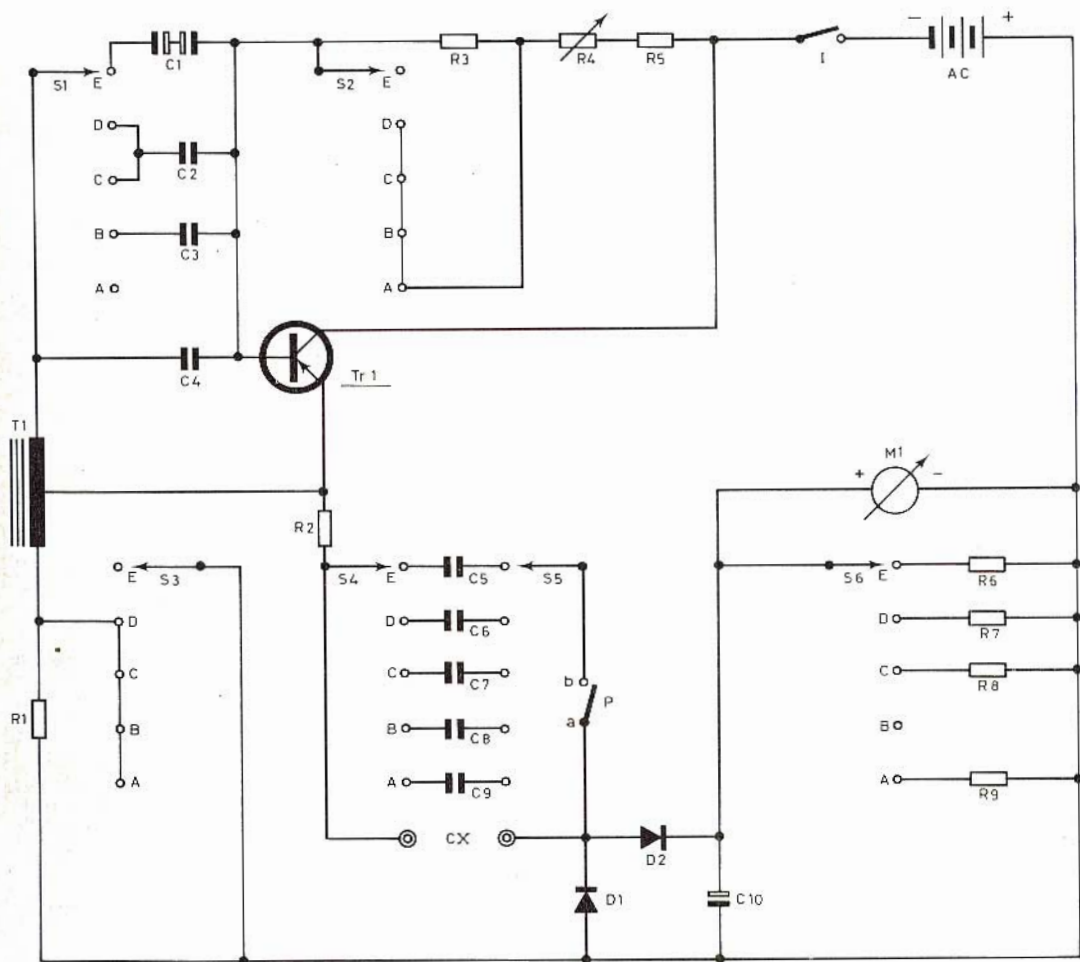



Fig. 1 - Schema elettrico del capacimetro.

Molto importante è l'impregnatura di tutto il montaggio con vernice al silicone, perché quando si misurano piccolissimi valori di capacità (si ricordi che questo

La taratura, invece, occorre venga effettuata con cura per ogni portata, procedendo da quella di 100 pF f. sc. sino a giungere a quella di 1 μF f. sc.

Inviata la tensione della batteria nel circuito, lo strumento M1 deve rimanere fermo a zero. Premendo il pulsante P, col commutatore posto sulla posizione X1, la deviazione dell'indice dev'essere tale da portarsi perfettamente sul f. sc., azionando R4. Se ciò non avviene, una deviazione eccessiva può essere corretta inserendo una resistenza in corrispondenza della sezione S6 del commutatore e che nello schema di fig. 2 è indicata come R9.

In genere questa resistenza non è necessaria; ma nei casi più sfortunati, il valore di essa si aggira su 3,3 kΩ. Ottenuto un perfetto f. sc. con R4 regolabile praticamente in corrispondenza del proprio centro, si passa alla portata X10 e qui si ripete l'operazione. Inserendo o meno una resistenza in corrispondenza della portata B del settore S6 del commutatore si potrà correggere un'eventuale eccessiva deviazione dell'indice.

Si commuta poi sulla portata X100 e così via sulle altre portate ripetendo la stessa operazione.

Va notato, che se l'indice, con qualsiasi rotazione di R4 non raggiunge il f. sc., ciò significa che C1 o qualche altra parte dello strumento non è idonea o è difettosa e pertanto occorre prima ovviare all'inconveniente.

Ottenuta una soddisfacente taratura a f. sc., si procede al controllo sui valori intermedi misurando delle capacità di valore noto, predisponendo ogni volta il commutatore di portata in modo adatto ed inserendo la capacità incognita fra i morsetti Cx. Generalmente, lo strumento tende a dare letture sovrabbondanti del 3-5% verso il centro scala, mentre la precisione è più che soddisfacente verso un quarto di scala ed il f. sc. Per ovviare a tale inconveniente, quando si richiede uno strumento dalle prestazioni molto elevate, occorre rintracciare la scala a mano, punto per punto, in modo che la precisione sia massima in qualsiasi zona.

L'apparecchio, essendo sprovvisto di un dispositivo di protezione, richiede una certa cura durante le misure per evitare di sbagliare l'impostazione della portata sul relativo commutatore; in caso contrario il microamperometro M1 può venire sottoposto a sollecitazioni eccessive.

ELENCO DEI COMPONENTI

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.
R1 - R5	resistenze 560 Ω, 1/2 W	DR/32
R2	resistenze 100 Ω, 1/2 W	DR/32
R3	resistenze 10.000 Ω, 1/2 W	DR/32
R4	potenziometro 4,7 kΩ - variaz. lineare	DP/1150
R6, R7, R8, R9	(vedi testo)	—
C1	2 condensatori elettrolitici per c.a. in serie 75 μF - 125 V c.a.	B/901
C2	condensatore poliestere 0,47 μF ± 20% 250 V c.c.	B/180-23
C3	condensatore poliestere 47 kpF - 160 V c.c.	B/192-38
C4	condensatore poliestere 2,2 kpF - 500 V. c.c.	B/146-2
C5	condensatore di precisione 1 μF	—
C6	condensatore di precisione 0,1 μF	—
C7	condensatore di precisione 0,01 μF ± 5%, 160 V c.c.	B/26
C8	condensatore di precisione 1000 pF ± 5%, 160 V c.c.	—
C9	condensatore di precisione 100 pF ± 5%, 160 V c.c.	—
C10	condensatore al tantalio 68 μF, 25 V c.c.	B/404-32
S1 - S6	commutatore 5 posizioni, 6 vie	GN/980
P	interruttore a pulsante	GL/340
I	interruttore rotativo unip.	GL/2500
T1	(vedi testo)	—
D1 - D2	diodi Philips AAZ 15	—
Q1	transistor Ates AC 142	—
M1	microamperometro mod. 70 Lux, 100 μA f. sc.	T/2226
AC	accumulatore al nickel-cadmio 9,5 V - 225 mA/h	I/155

condensatori C5 e C6 non sono facilmente reperibili con precisione elevata; eventualmente si può ricorrere a una tolleranza del 10%.

ADATTATORE PER IL CONTROLLO DELLE BATTERIE

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Descriviamo un semplice circuito adattatore che permette di trasformare un semplice misuratore universale, in uno strumento adatto al controllo della tensione delle batterie, con la possibilità di scegliere fra 25 sensibilità diverse.

Il circuito che stiamo per descrivere dà la possibilità di controllare in modo immediato lo stato delle pile, sia che esse siano del tipo normale a secco, del tipo al mercurio sia del tipo al nickel-cadmio.

L'adattamento dell'ingresso dell'apparecchio alle diverse tensioni nominali è assicurato per mezzo di un commutatore a 11 posizioni (commutatore B_1) mentre un altro commutatore a 3 posizioni (B_2) permette una ulteriore espansione delle possibilità di misura per tre, portando così a 33 le possibilità, di cui in effetti verranno utilizzate 25 posizioni.

Nella tabella 1 abbiamo riportato brevemente le possibilità di misura dei tre tipi di batterie.

Durante la misura, si deve tener conto che la pila da controllare eroga la sua corrente su una resistenza (in ohm) che vale 10 volte la tensione massima della gamma (in volt); questo permette a una pila nuova di erogare un valore di corrente da 80 a 100 mA.

Per questa misura si collega all'uscita dell'adattatore un tester regolato sulla gamma da 0 a 100 μA. Per controllare lo stato delle pile basterà semplicemente osservare l'indice dello strumento, infatti se

TABELLA 1

A Posizione del commutatore	B Pile normali a secco (V)	C Pile al mercurio (V)	D Batterie al nickel-cadmio (V)
1	1,5	1,35	1,2
2	3	2,70	2,4
3	4,5	4,05	3,6
4	6	5,4	4,8
5	7,5	6,75	6
6	9	8,10	7,2
7	—	9,45	8,4
8	12	—	9,6
9	15	—	—
10	22,5	—	—
11	30	—	—

questo supera i 50 μA vuol dire che la pila è buona mentre se resta al di sotto di tale valore, vuol dire che la pila è usata.

Descrizione del circuito

Come si può vedere in fig. 1, il commutatore B_1 permette di collegare ai capi della pila da controllare una serie di resistenze il cui valore è di circa 10 volte la

B_2, mentre le pile al mercurio dovranno essere provate sulla posizione 2 e quelle al nickel-cadmio sulla posizione 3. Riportiamo ora i tre valori che devono avere le resistenze R_{12} - R_{13} e R_{14} per dare una deviazione di 50 μA:

$R_{12} = (1,5 - 0,00005) - 2\ k\Omega = 28\ k\Omega$

$R_{13} = (1,35 - 0,00005) - 2\ k\Omega = 25\ k\Omega$

$R_{14} = (1,20 - 0,00005) - 2\ k\Omega = 22\ k\Omega$.

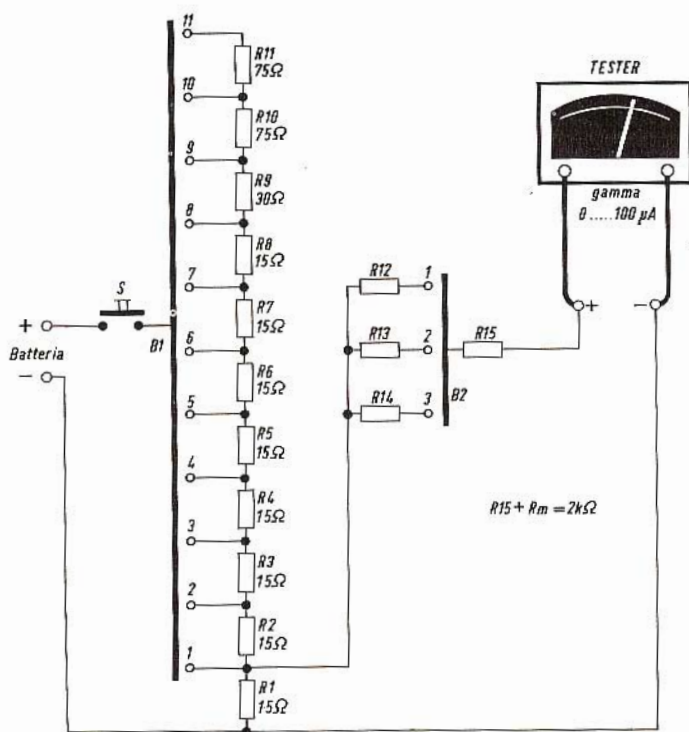



Fig. 1 - Schema di base dell'adattatore.

tensione massima della gamma utilizzata durante la prova. Premendo il pulsante S la corrente passa solamente durante il breve tempo necessario alla misura.

Facciamo ora un esempio semplice: diamo alla resistenza R_{15} un valore in modo che R_{15} più la resistenza interna dello strumento abbia un valore di 2 kΩ (per esempio sia $R_{15} = 1250\ \Omega$ se $R_m = 750\ \Omega$). Così si misureranno le pile a secco sulla posizione 1 del commutatore a tre posizioni

L'adattatore che stiamo descrivendo non ha bisogno di nessuna regolazione particolare solo che per ottenere i migliori risultati è necessario che le resistenze che formano il suo circuito abbiano una tolleranza dell'1 %.

Versione definitiva

Per diminuire un po' il costo dell'adattatore nella versione definitiva si sono utilizzate delle resistenze con una tolleranza del 5 %, questo anche per il fatto che si

possono trovare più facilmente i valori standard di resistenza. Nello schema di fig. 2 si può vedere che a queste resistenze è stato aggiunto un partitore di tensione.

Per maggior chiarezza, ricordiamo che la resistenza R_1 deve avere un valore di 15 Ω e una tolleranza dell'1 %, mentre le resistenze da R_2 a R_8 devono avere un valore di 15 Ω e una tolleranza del 5 %; R_9 è formata da due resistenze da 15 Ω collegate in serie, R_{10} e R_{11} sono resistenze da 150 Ω, 5 % collegate in parallelo.

In questo schema si può vedere che il commutatore B_2 è stato sostituito da un potenziometro a filo da 10 kΩ collegato come reostato; così facendo nel circuito del milliamperometro si introduce una resistenza di 5 kΩ, quando il potenziometro è al centro della sua corsa.

Per maggior chiarezza riportiamo un esempio pratico per la determinazione della resistenza R_{12};

$$\frac{1{,}35\ \text{V}}{0{,}00005\ \text{A}} = 27\ \text{k}\Omega;$$

$$27\ \text{k}\Omega - 5\ \text{k}\Omega = 22\ \text{k}\Omega;$$

$$22\ \text{k}\Omega - R_m = R_{12}$$

Come si può vedere sul circuito, la resistenza R_{12} è formata da tre resistenze collegate in serie, questo è dovuto al fatto che può capitare che il valore trovato della R_{12} non sia un valore standard e quindi sia necessario farlo risultare con il collegamento in serie di diversi valori di resistenze. Per poter misurare un valore di tensione di 1,5 V, si deve fare in modo che il valore del potenziometro sia di 5 kΩ + 3 kΩ = 8 kΩ, mentre per poter misurare una tensione di 1,2 V si deve ridurre il valore del potenziometro a 5 kΩ — 3 kΩ = 2 kΩ. Per facilitare questo lavoro, è consigliabile effettuare delle piccole tacche sul quadrante del potenziometro, in modo da poter trovare con facilità que-

Fig. 2 - Schema definitivo dell'adattatore.

sti tre valori di resistenza (8 kΩ, 5 kΩ e 2 kΩ). Nel paragrafo che dedicheremo alla calibrazione, vedremo cosa si può fare per rimediare ai piccoli errori dovuti alle resistenze con tolleranza del 5 %.

ta di bakelite dove monteremo tutte le resistenze presenti nel circuito, come si può vedere in fig. 4, eccetto R_1. A questo punto si può cominciare il cablaggio vero e proprio del circuito. Le boccole poste

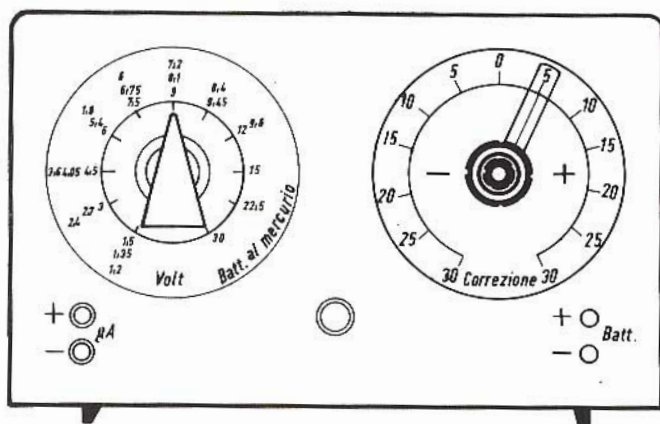



Fig. 3 - Esempio di realizzazione del pannello frontale dell'adattatore.

Realizzazione pratica

Su una piastrina che fa da frontale si monta sia il commutatore rotante a 11

sul frontale dell'apparecchio servono per il collegamento dei punti da provare al microamperometro. Dal contenitore si fanno poi uscire due fili terminanti cor

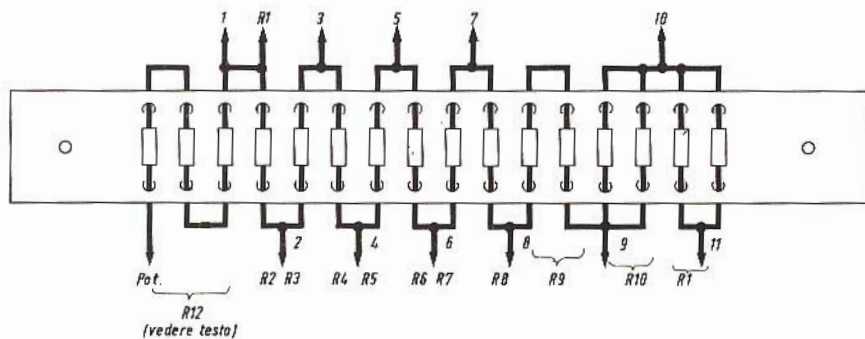



Fig. 4 - Esempio di cablaggio della piastrina dove si devono montare i componenti.

posizioni sia il potenziometro a filo da 10 kΩ di correzione, inoltre sullo stesso pannello si montano due boccole (una nera e una rossa) e un pulsante. Internamente al contenitore fisseremo una baset-

due pinze a coccodrillo, in modo da facilitare il collegamento alla pila da provare.

È consigliabile munire la manopola del potenziometro di un indice fatto alla buo-

na in modo da poter leggere con precisione la graduazione del quadrante. Questo quadrante è stato tracciato con l'aiuto di un goniometro facendo delle divisioni del valore di cinque gradi. Ponendo lo zero al centro della corsa totale, si fanno delle graduazioni che vanno da 0 a 30 verso sinistra (con segno —) e da 0 a 30 verso destra (con segno +). Il potenziometro utilizzato nel circuito dava 5 kΩ al centro cioè nel punto zero, 2 kΩ su —19 e 8 kΩ su +19. Da questo momento l'apparecchio può già funzionare, ma si otterranno dei risultati molto migliori utilizzando un misuratore universale o meglio ancora un voltmetro preciso da 0 a 30 V.

Nel caso non si avesse a disposizione una sorgente di tensione variabile, si può cercare di ottenere una simile sorgente collegando in serie tutte le pile da 1,5 V di cui si può disporre (fig. 5).

La prima pila della catena viene collegata a un potenziometro a filo da 100 Ω. Collegando l'ingresso dell'adattatore fra il cursore di questo potenziometro e il polo positivo della prima, poi della seconda pila e così via, si possono ottenere tutte le tensioni fra zero e N pile x 1,5 V.

Procediamo ora alla calibrazione completa dell'apparecchio; per far ciò si mette in cortocircuito provvisoriamente il pulsante s, poi si collega l'ingresso dell'adattatore fra il punto centrale del potenziometro da 100 Ω e l'estremità positiva della prima pila. Il commutatore deve essere posto nella posizione 1 e si regola il potenziometro da 100 Ω in modo da leggere 1,35 V. Mettendo sul punto zero il potenziometro di correzione, si deve leggere all'uscita 50 μA. Quando questo non si verifica, si deve modificare una delle tre resistenze R_{12} e poi si regola di nuovo il potenziometro da 100 Ω in modo da leggere 1,5 V. Dopo questa operazione si gira il potenziometro di correzione verso la parte positiva e si annota il valore letto sul quadrante quando in uscita si hanno 50 μA. Per un valore di 1,2 V, si deve seguire lo stesso procedimento, poi si passa alle gamme superiori. Consigliamo di annotare tutte queste cifre facendo una piccola tabellina, che porremo sul pannello frontale per facilitare il lavoro.

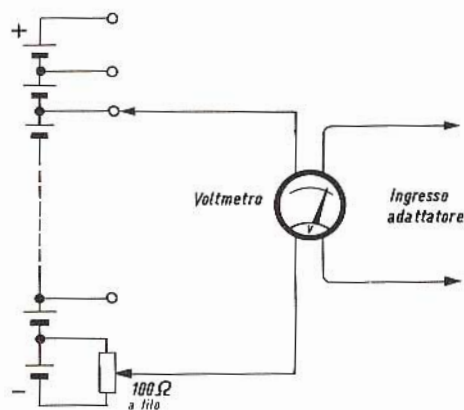



Fig. 5 - Esempio di alimentazione effettuata con le pile.

Riportiamo ora un esempio di come si può fare la tabellina (i numero riportati naturalmente devono essere cambiati a seconda dei valori trovati).

PILA			CORREZIONE		
1,2	1,35	1,5	—19	0	+19
2,4	2,7	3	—18	+1	+20
3,6	4,05	4,5	—20	—1	+18
	ecc.			ecc.	

Quando si è terminata la calibrazione si deve ricordare di togliere il ponte provvisorio che si era messo sul pulsante. A questo punto avrete potuto rendervi conto della semplicità di esecuzione del circuito adattatore e della sua grande utilità. Per rendere ancora più completo il lavoro. si potranno stabilire delle tabelle che danno per ogni valore di corrente letto sul microamperometro, il valore della resistenza interna per volt della pila da provare. Per esempio si può dire che 50 μA corrispondono a 0 Ω per volt, 25 μA corrispondono a 10 Ω per volt e così via.

convertitore in c.c. da 23W a tensione stabilizzata

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Si descrive un convertitore c.c. avente una tensione di uscita stabilizzata di 28 V e una corrente di uscita nominale di 800 mA. Il convertitore funziona con una tensione di alimentazione compresa fra 11 e 15,2 V ed ha una efficienza dell'80%. La frequenza di 20 kHz permette un funzionamento privo di rumore e un progetto economico. Il convertitore impiega due transistor BD 121 collegati in parallelo montati in un circuito a oscillatore bloccato con un controllo del ciclo di rendimento e un diodo BYX30 come raddrizzatore.

Il funzionamento di un trasmettitore mobile è spesso reso difficile dalle variazioni che si possono avere nella tensione di alimentazione della batteria. Anche se questi possono lavorare con variazioni di tensione di alimentazione che vanno da 11 a 15,2 V, è tuttavia facile riscontrare in un trasmettitore V.H.F. a transistor, una variazione della potenza di uscita R.F. da 6 a 15 W dovuta a questa variazione di tensione di alimentazione. Questo si verifica quando viene usato un convertitore c.c. non stabilizzato per alimentare gli stadi finali del trasmettitore; è quindi consigliabile usare un convertitore c.c. con una tensione d'uscita stabilizzata.

In questo articolo si descrive un convertitore di questo genere; esso impiega un oscillatore bloccato funzionante a 20 kHz.

Il ciclo di rendimento dell'oscillatore è controllato dalla sua tensione di uscita rettificata che è in tal modo stabilizzata. Si è poi trovato che due transistor BD121 collegati in parallelo davano i migliori risultati nell'impiego degli oscillatori.

Un nuovo transistor con alta velocità di commutazione, ancora in fase di sviluppo, permetterà la commutazione a 12 A e certamente sostituirà il collegamento parallelo del BD121.

Teoria e descrizione del circuito

Nelle figg. 1 e 2 viene descritto il principio di funzionamento del circuito di regolazione dell'uscita c.c. di un convertitore al variare del suo rapporto on-off.

Prendiamo un'onda quadra simmetrica che deve essere applicata alla base del transistor di commutazione TR. Quando è in conduzione, il transistor fa passare una corrente, crescente in modo espo-

nenziale, I_L attraverso L (la piccola parte della curva esponenziale interessata può essere ritenuta come lineare). Quando il transistor è bloccato, la corrente

Fig. 1 - Circuito base di un convertitore c.c.

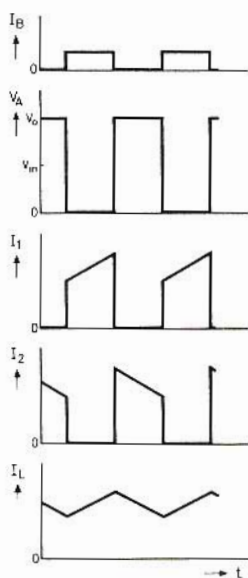



Fig. 2 - Forme d'onda rilevate nel circuito di fig. 1.

attraverso L è mantenuta dal suo campo e causa un improvviso aumento della tensione nel punto A fino ad un valore uguale alla tensione che si ha attraverso il condensatore C (V_o), sul quale il diodo D inizia a condurre. Ora vi è una tensione costante di polarità opposta attraverso L che causa una diminuzione della corrente I_L; questa corrente I_L (I_2) carica il condensatore C attraverso il diodo.

Siccome la tensione media che attraversa la bobina sarà zero, l'area tratteggiata al di sopra e al di sotto della linea $V = V_{in}$, in fig. 3, sarà uguale. La tensione V_A durante la conduzione di TR è zero, quindi il suo valore durante l'interdizione è determinato dal rapporto dei periodi on-off, perché l'energia del campo della bobina L è sufficiente a mantenere il diodo D in conduzione durante l'interdizione del transistor TR. Quando il rapporto on-off è 1, la tensione V_o sarà doppia della tensione d'ingresso (trascurando la caduta di tensione attraverso il diodo e le altre perdite). Siccome la tensione V_o può essere regolata variando il rapporto on-off è anche possibile mantenere V_o costante variando questo rapporto quando V_{in} varia.

In fig. 4 è riportato il circuito di un convertitore auto-oscillante; mentre in fig. 5 sono riportate le forme d'onda di varie tensioni e correnti misurate su questo convertitore. TR_2 è il transistor di commutazione, collegato all'oscillatore bloccato, che ha reso necessario la sostituzione di L (fig. 1) con il trasformatore T. Il transistor TR_1 sviluppa una

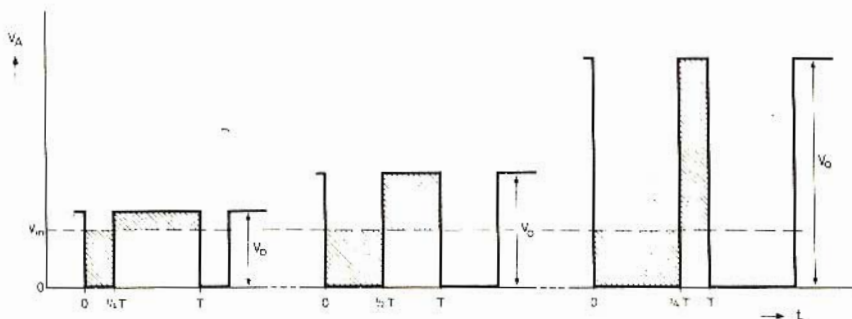



Fig. 3 - Come la tensione di uscita può essere variata cambiando il rapporto on-off di TR in fig. 1.

corrente costante che può essere regolata con la resistenza variabile di base R_1. Il circuito funziona come segue: la corrente di base del transistor TR_2 (I_c di TR_1) è costante durante l'ultima parte del suo periodo di conduzione, la sua corrente di collettore è in aumento. Di conseguenza TR_2 dopo un po' di tempo ritorna al suo stato di interdizione, causando la diminuzione dI_1/dt; questo fa si che TR_2 deve essere commutato per mezzo del trasformatore T nel consueto modo ben conosciuto.

Fig. 4 - Circuito di un convertitore c.c. autooscillante.

Quindi la tensione V_A aumenta fino a quando il diodo D comincia a condurre. La corrente attraverso TR_1 ora carica il condensatore C_1 fino a che la tensione V_{C1} abbia raggiunto un valore tale da ottenere una corrente di base in TR_2, dopo di che il transistor viene di nuovo commutato (per mezzo dell'aumento della sua corrente di collettore e del trasformatore T). L'inverso della tensione del secondario del trasformatore T causa una scarica improvvisa di C_1 attraverso il circuito base-emettitore di TR_2. La resistenza R_2 limita la corrente di scarica a un valore di sicurezza. Un aumento della corrente attraverso TR_1 prolungherà il periodo di conduzione di TR_2 perché il punto in cui TR_2 esce dall'interdizione sarà raggiunto più tardi. Dall'altro lato il periodo di interdizione sarà accorciato perché C, è caricato al valore più alto. Di conseguenza il ciclo di rendimento dell'oscillatore bloccato può essere cambiato (variando il rapporto V_o/V_{in}) senza influenzare seriamente la sua frequenza di ripetizione.

Lo schema elettrico del circuito è riportato in fig. 6; esso mostra come la resistenza variabile di base R_1 di fig. 4 può essere sostituita da un circuito di reazione così che la tensione di uscita verrà stabilizzata. Il diodo D_1 (fig. 6) facilita la messa in funzione del convertitore, mentre il diodo Zener D_3 stabilisce la tensione di riferimento.

La resistenza R_1 riduce la dissipazione di collettore di TR_1. La resistenza R_6 riduce il guadagno del circuito di reazione

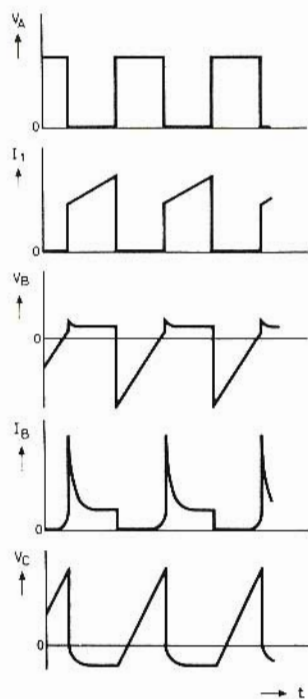



Fig. 5 - Forme d'onda delle tensioni e delle correnti misurate sul circuito di fig. 4.

per annullare le oscillazioni parassite. Per la stessa ragione il condensatore C_3 deve avere un valore molto alto (500 μF). Un valore elevato è anche necessario per eliminare la sovraelongazione di V_o quando il carico viene rimosso improvvisamente o quando la tensione d'ingresso aumenta improvvisamente. Un altro vantaggio di questo circuito è quello di avere in uscita una tensione di ondulazione molto bassa.

Fig. 6 - Circuito del convertitore c.c. con tensione di uscita stabilizzata.

La frequenza del convertitore dipende dal valore del condensatore C_1 e dal fattore h_{FE} di TR_2. Prolungando il tempo di chiusura di TR_2 (aumentando C_1) o di apertura (aumentando il fattore h_{FE} di TR_2) si tenderà ad alterare il rapporto « on-off » in favore di una tensione di uscita rispettivamente minore o maggiore. Poiché questa tensione è stabilizzata, il rapporto on-off originale è ristabilito aumentando o diminuendo la corrente attraverso TR_1. Ma siccome solo il rapporto è ristabilito, il tempo « on » più « off » sarà in entrambi i casi maggiore e la frequenza minore.

Il convertitore comincerà ad oscillare solamente quando l'induttanza e il rapporto di trasformazione del trasformatore T non sono basse e allo stesso tempo il valore di C_2 non è troppo alto. La massima tensione negativa base-emettitore permessa di TR_2 fissa il limite superiore al rapporto di trasformazione. Un buon compromesso è dato dal rapporto di 3,5 : 1.

Risultati di un circuito pratico

Nella realizzazione di un circuito pratico si sono adottati i seguenti valori:

— Corrente di uscita: nominale 800 mA

— Tensione di uscita: 28 V ± 1 V

— Campo di tensioni d'ingresso: 11 ÷ 15,2 V

Le prestazioni dovrebbero essere buone.

Per ottenere un'elevata efficienza, il transistor di commutazione deve avere tempi di commutazione brevi, bassa tensione al ginocchio e guadagno di corrente alto. Il transistor BD121 risponde a questi requisiti escluso per quanto riguarda la tensione al ginocchio. Una resistenza collegata in serie rende questa tensione troppo alta ma permette anche a due BD121 di essere usati direttamente in parallelo. Sebbene il transistor BD121 abbia un prezzo relativamente basso, esso deve essere considerato come una soluzione provvisoria in quanto questi transistor verranno sostituiti da

un singolo transistor ora in fase di sviluppo. Questo nuovo transistor sarà in grado di dare 12 A.

Un convertitore equipaggiato con due transistor BD121 in parallelo ha dato i seguenti risultati: V_{in} = 13,8 V; I_{in} = 1,93 A, V_o = 28 V, I_o = 800 mA; f = 19,6 kHz, η = 84%.

Nella tabella 1 abbiamo riportato questi valori in funzione della tensione d'ingresso, con la resistenza di carico costante.

TABELLA 1

R_{carico} = 35 Ω				
V_{in}(V)	V_o(V)	η (%)	f(kHz)	I_{in}(A)
10	27,2	76,0	19,2	2,78
11	27,5	79,5	19,3	2,47
12,4	27,8	83,0	19,3	2,15
13,8	28,0	84,0	19,6	1,93
15,2	28,2	86,0	19,6	1,74

Nella tabella II sono stati riportati i risultati con la tensione d'ingresso costante e la corrente d'uscita variabile.

TABELLA 2

V_{in} = 13,8 V				
I_o(mA)	V_o(V)	I_{in}(A)	η (%)	f(kHz)
0	29	0,027	—	170
200	28,8	0,492	85	22,8
500	28,4	1,20	85,7	16
800	28,0	1,93	84	19,6
1100	27,5	2,83	77,5	26,4

La tensione di ondulazione all'uscita è di circa 1 mV con la corrente di carico massima. La tensione di uscita non presenta alcuna sovraelongazione quando il convertitore è collegato alla batteria o quando il carico viene rimosso accidentalmente.

ELENCO DEI COMPONENTI DEL CIRCUITO DI FIG. 6

Resistori

R_1 = 33 Ω, 1/2 W, 5%
R_2 = 10 Ω, 1/4 W, 5%
R_3 = 10 kΩ, 1/8 W, 5%
R_4 = 4,7 kΩ, trimmer a carbone lineare
R_5 = 2,7 kΩ, 1/8 W, 5%
R_6 = 680 kΩ, 1/8 W, 5%
R_7 = 1 kΩ, 1/8 W, 5%

Condensatori

C_1 = 0,1 µF, poliestere 250 V; ± 10%
C_2 = 12,5 µF, elettrolitico 40 V
C_3 = 500 µF, elettrolitico 40 V

Transistor

TR_1 = BCY 38
TR_2 = BD 121
TR_{2a} = BD 121
TR_3 = BC 108

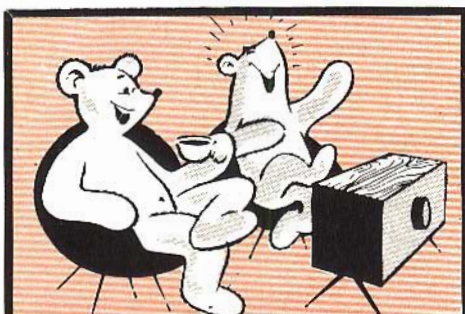
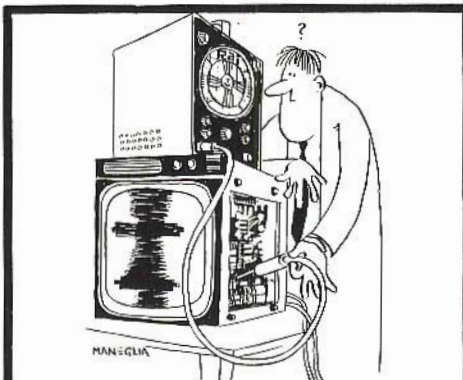
Diodi

D_1 = BY 126
D_2 = BYX 30/200 R
D_3 = BZY 94 - C22

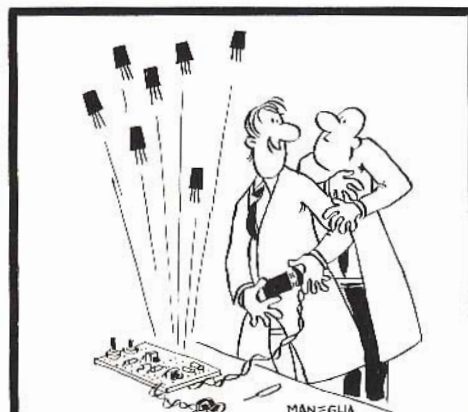
Bobine

T = Nucleo ad olla in ferroxcube P26/16, 3H1 o 3B7
Avvolgimento primario:
48 spire di filo di rame smaltato da 0,8 mm.
Avvolgimento secondario:
14 spire di filo di rame smaltato da 0,33 mm.

L = Nucleo ad olla in ferroxcube P18/11, 3H1

F = Fusibile da 3,15 A

VIDEO RISATE

— Com'è che l'oscillografo preleva il « monoscopio » e lascia al TV il segnale?

— Le assicuro che a me non interessa un apparecchio a 7 o 9 Transistor! Ne voglio uno che non stoni con le righe delle mie calze!

— Incredibile!... L'autoscillazione sul collettore riesce a modulare anche il cavo della radiosonda!

— Ecco, vedi... basta invertire le polarità della batteria che partono tutti e sette!...

SERVIZIO RADIO-TV

a cura di P. Soati

IL CONTROLLO DELLA TENSIONE STABILIZZATA NEI TV A TRANSISTOR

Con la graduale estensione del secondo programma a tutto il territorio nazionale nuovi orizzonti si sono dischiusi nel campo televisivo oltre a quelli relativi allo studio dei circuiti specialmente per quanto concerne i gruppi UHF, che in passato presentavano delle difficoltà costruttive, e che adesso sono realizzati con la stessa facilità con la quale sono prodotti i gruppi AF per onde medie e corte.

Tenendo conto che il numero degli abbonati alla televisione in Italia ha ormai raggiunto una cifra fra le più alte in Europa e che i nuclei familiari o le comunità che seguono giornalmente i programmi televisivi sono composte da individui aventi età molto diverse, comprese fra i 3 o 4 anni fino ai 90 e più anni, è facile comprendere come i gusti delle singole persone, di fronte alla possibilità di scelta di due programmi, differiscano notevolmente da persona a persona. Un caso tipico, ad esempio, si manifesta in occasione della ritrasmissione di un avvenimento sportivo durante la serata: quasi sempre una parte della famiglia vorrebbe seguire questo programma mentre l'altra parte si schiera apertamente per l'altro. È questo un problema che naturalmente sorge per le trasmissioni che presentano carattere diverso ed è sempre oggetto di discussioni in famiglia.

Per questo motivo ed anche per il fatto che anche in Italia, purtroppo, si sta diffondendo l'abitudine della gita di fine settimana, che sovente abbraccia l'arco di due giornate ed anche più in caso di festività contigue, l'acquisto del **secondo televisore** in famiglia può essere definito il fenomeno di attualità, fenomeno che giorno per giorno va prendendo sempre più una forma concreta. La possibilità dell'impiego dei transistor e dei circuiti stampati nei televisori portatili, con relativa diminuzione del peso e delle dimensioni, hanno consentito ai fabbricanti di costruire degli apparecchi che in brevis-

simo tempo hanno conquistato il favore del pubblico il quale, fra l'altro, ha potuto constatare come essi, in linea di massima, siano meno soggetti a subire delle avarie rispetto ai televisori convenzionali.

I televisori di tipo portatile che si sono riversati gradualmente sul mercato presentano caratteristiche differenti fra loro. Inizialmente sono stati messi in commercio degli apparecchi i quali disponevano esclusivamente di tubi elettronici, altri invece erano il frutto di un compromesso tubi-transistor. L'alimentazione era possibile solo tramite la rete elettrica ed il loro assorbimento, pur essendo inferiore

stesso e la cui carica è possibile mediante un raddrizzatore pure esso incorporato.

È il caso di precisare che gli ottimi risultati ottenuti con l'applicazione dei circuiti a transistori a questi tipi di apparecchi, hanno convinto molti costruttori ad estenderne l'impiego anche nei televisori di maggiore mole e di conseguenza l'argomento che desideriamo trattare assume una particolare importanza.

Da notare infine che l'assorbimento di energia da parte dei televisori portatili è sceso rapidamente, passando dai 120/100 W iniziali ai 20/15 W attuali.

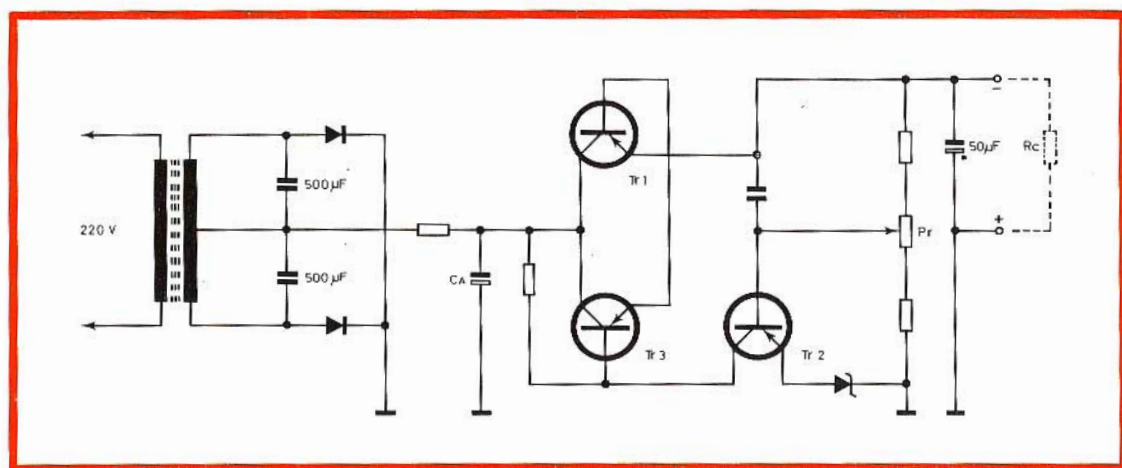



Fig. 1 - Esempio di un alimentatore per TV a transistori.

a quello dei televisori da 23 e 21 pollici, era sempre dell'ordine dei 100 W. Successivamente ci si è orientati verso l'adozione di circuiti impieganti esclusivamente dei transistor, esclusa la valvola destinata a generare la EAT. Anche in questo caso i costruttori hanno adottato soluzioni diverse; in taluni casi l'alimentazione avviene ad opera esclusiva della rete elettrica, in altri si è adottata l'alimentazione mista rete-batteria di accumulatori, e più raramente si ha l'alimentazione tramite la sola batteria.

La soluzione che si va sempre più affermando è quella di costruire televisori portatili alimentabili tanto dalla rete quanto da un accumulatore che in molti casi è collocato internamente al televisore

IL CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE

Nel realizzare il circuito di alimentazione dei televisori portatili i costruttori hanno dovuto superare alcune difficoltà che a prima vista possono anche sfuggire ad un osservatore superficiale. È noto ad esempio che la potenza assorbita **P** dipende dalla tensione di alimentazione **E** e dalla corrente **I** che circola nel circuito secondo la relazione **P = E I**. Ciò ci dice, ad esempio, che se un circuito è alimentato con una tensione a 220 V ed in esso circola la corrente di 0,1 A avremo una potenza assorbita di 220 x 0,1 = 22 W. È evidente che per ottenere la stessa potenza, alimentando il televisore con la tensione di 12 V, la corrente che circolerà nel circuito sarà uguale a W/V = 22/12 = 1,8 A,

valore notevolmente superiore a quello precedente e che impone ai costruttori di realizzare dei circuiti stampati che siano in grado di sopportare un tale aumento di intensità di corrente.

In figura 1 è rappresentato uno schema usato comunemente per alimentare alcuni tipi di televisori portatili.

Fig. 2 - Circuito per la verifica della stabilità della tensione di uscita.

Nella prima sezione si può osservare un normale trasformatore di alimentazione, con presa mediana, avente il compito di abbassare la tensione di rete al valore richiesto. Ad esso fa seguito un normale raddrizzatore a due diodi, il sistema di stabilizzazione a tre transistor ed infine la cellula di filtraggio. Da notare che il polo positivo, in questo caso, è stato messo a massa mentre la tensione negativa è prelevata dalla presa mediana del trasformatore, che ai capi del condensatore « **Ca** » avremo una tensione raddrizzata non filtrata e tanto meno stabilizzata.

Il transistor « Tr1 » è montato in serie alla linea negativa di alimentazione, con l'emettitore verso l'uscita ed il collettore all'entrata, dove si ha nei confronti della massa una tensione più elevata.

Questo transistor si comporta esattamente come una resistenza variabile il cui valore è comandato dalle variazioni di tensione di uscita in modo che esso compensa le variazioni della tensione raddrizzata modificando la caduta di tensione interna. La tensione di riferimento, dovuta al diodo Zener **Dz1**, il quale nell'esempio in questione è inserito fra la massa ed il collettore del transistor « Tr2 », è comparata con la tensione di uscita da stabilizzare. In pratica si viene ad applicare alla base del transistor « Tr3 » una frazione della tensione prelevata sul cursore del potenziometro « **Pr** ».

Di conseguenza i transistor « Tr1 », « Tr2 » e « Tr3 » nel loro insieme costituiscono un amplificatore di corrente continua che dà luogo ad una diminuzione della tensione fra l'emettitore di « Tr1 » e la massa quando il circuito è sottoposto ad un aumento di tensione e ad un aumento di tensione quando il circuito è soggetto ad una diminuzione della stessa. « **Pr** » generalmente è costituito da un potenziometro, che si regola una volta tanto, oppure da una resistenza regolabile.

Le variazioni di tensione della rete elettrica si manifestano prevalentemente in due modi distinti e precisamente: variazioni brusche e variazioni lente. Le variazioni brusche sono quasi sempre dovute

Fig. 3 - Oscillogramma delle componenti c.c. e c.a. all'uscita di un alimentatore.

all'inserimento sulla rete di un carico, le variazioni lente si notano invece qualora la rete stessa sia sovraccaricata come avviene in particolari periodi del giorno. È evidente perciò come per i televisori, che sono usati nelle più svariate ore della giornata, il problema della stabilizzazione ac-

quisti particolare importanza, se si tiene conto che non sempre essi possono essere accoppiati ai normali stabilizzatori a ferro saturo.

Se ad esempio si dovesse avere all'uscita del filtro una tensione di 12 V e am-

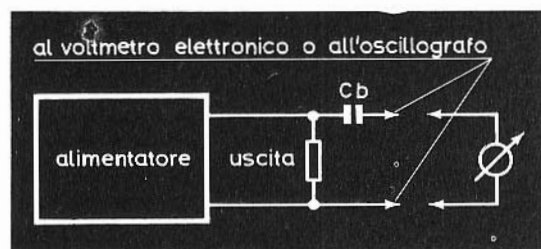



Fig. 4 - Disposizione del circuito di alimentazione per la misura della tensione di ondulazione.

messo che la tensione di rete sia di 220 V, per una variazione del ± 10 %, per cui essa assumerebbe valori compresi fra i 198 ed i 244 V, la tensione di uscita in queste condizioni non dovrà variare del ± 1%.

I valori di uscita corrispondenti alla suddetta variazione di tensione di rete dovrebbero perciò essere contenuti fra gli 11,88 V e i 12,12 V.

Questi dati possono rendere chiara la idea del grado di regolazione che è richiesto al circuito di alimentazione di un televisore e nel tempo stesso possono servire di base per stabilire le modalità con le quali occorre procedere per effettuare il controllo della sezione stabilizzatrice, controllo che è indispensabile effettuare di fronte al manifestarsi di taluni fenomeni che possono alterare la ricezione televisiva.

PROVA DEL CIRCUITO DI STABILIZZAZIONE

Per effettuare il controllo del circuito di stabilizzazione in questione si dovrà realizzare un circuito simile a quello illustrato in figura 2 il quale consente di eseguire delle variazioni di tensione dell'ordine del ± 10% e nel quale la resistenza « **Rc** » dovrà assorbire il carico equivalente a quello del televisore. Ammesso che l'assorbimento della corrente continua sia di 1,5 A, il valore di detta resistenza, si calcolerà mediante la solita formula **R** = **V/I** e nel nostro caso corrisponderà a: 12/1,5 = 8 Ω.

La potenza dissipata dalla « **Rc** » dovrà essere (W = V I) di 12 x 1,5 = 18 W, cioè circa 20 W.

Per trovare invece il valore del potenziometro « **Rr** » che dovrà consentire di effettuare una escursione di circa 45 V (da 198 a 244 V) sulla rete di alimentazione, ammesso che il consumo totale dell'apparecchio sia, ad esempio, di 40 W, si calcolerà nel modo seguente: in primo luogo si cercherà il valore della corrente che è facilmente calcolabile applicando la formula **I** = **W/V** = 40 : 220 = 0,18, valore che potrà essere arrotondato a 0,20 A, quindi, mediante la formula

R = **V** : **I**

si calcolerà la resistenza da dare al potenziometro in questione e cioè:

45 : 0,2 = 225 Ω

che potremo arrotondare in 250/300 Ω. Detto potenziometro dovrà essere in grado di dissipare circa 40 W e di conseguenza sarà scelto del tipo a filo. Calcolati i suddetti valori si realizzerà il circuito di figura 2 completandolo con un voltmetro « **Ve** » avente il compito di indicare la tensione di rete e le variazioni ad essa apportate tramite il potenziometro « **Rr** », e con il voltmetro « **Vu** » che indicherà il valore della tensione continua di uscita.

Per definire il grado di funzionamento della sezione stabilizzatrice si procederà in questo modo:

a) Regolare il potenziometro « **Rr** » in modo che il voltmetro « **Ve** » segni esattamente 220 V.

b) Regolare il potenziometro « **Pr** », facente parte del circuito di stabilizzazione (vedere figura 1) in modo che il voltmetro « **Vu** » segni esattamente 12 V.

c) Ripetere ambedue le suddette operazioni in modo da ottenere esattamente i valori sopra indicati, e quindi non toccare più « **Pr** ».

d) Regolare « **Rr** » in modo che « **Ve** » indichi 244 V e leggere la corrispondente variazione di tensione sul voltmetro a 12 V « **Vu** ».

e) Regolare « **Rr** » in modo che « **Ve** » indichi 198 V ed anche in questo caso leggere la tensione indicata sul « **Vu** ».

Se in corrispondenza delle suddette variazioni della tensione di entrata le variazioni della tensione di uscita non superano ± i 0,2 V si può ritenere che il circuito di stabilizzazione del televisore

È consigliabile eseguire questa verifica isolando la sezione di alimentazione dal resto del televisore il cui carico sarà sostituito dalla resistenza « **Rc** » come abbiamo visto nei paragrafi precedenti.

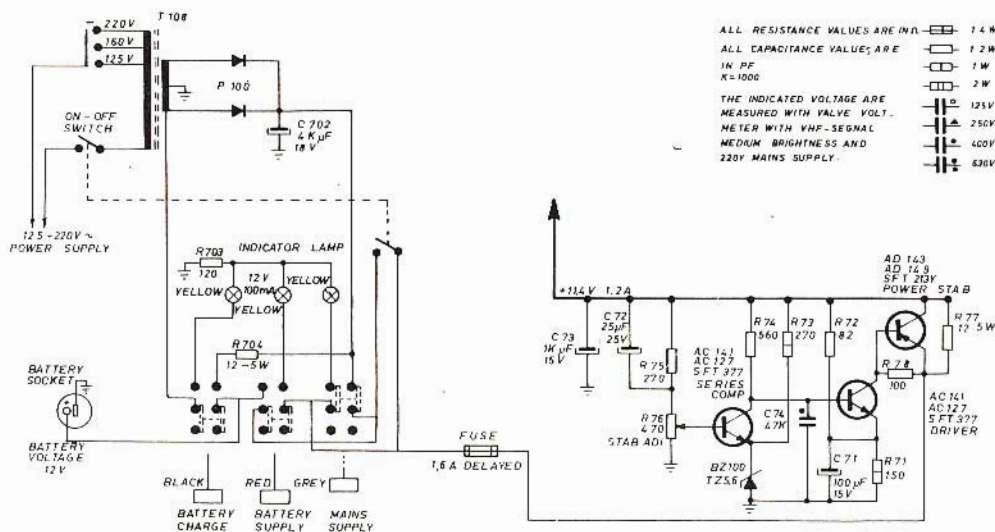



Fig. 5 - Circuito di alimentazione del TV G.B.C. UT/110 B.

funga regolarmente, se tali variazioni assumono valori dell'ordine del ± 0,5 il funzionamento può essere considerato ancora discreto ma non è accettabile se detto valore è superato. In questo caso, se in passato il circuito di stabilizzazione funzionava regolarmente, l'anomalia può essere dovuta ad un condensatore elettrolitico che molto probabilmente avrà perduto parte della sua capacità, al diodo Zener o ad un transistor difettoso.

TENSIONE DI RONZIO

Frequentemente all'uscita del circuito di alimentazione di un televisore può essere presente una tensione di ronzio, superiore ai limiti ammessi che può essere l'origine di alterazioni dell'immagine (effetto bandiera, lenzuolo ecc.) o della presenza di ronzio nel suono. In questo caso il controllo del circuito di alimentazione si rende indispensabile al fine di constatare se l'inconveniente è effettivamente da attribuire a questa sezione o sia dovuto a qualche altro stadio.

È noto come la sezione di alimentazione di qualsiasi radioapparecchio debba essere realizzata in modo tale da fornire una tensione continua il più possibile pura e da mantenere la percentuale di tensione ondulata estremamente bassa.

La figura 3 indica come possano essere rappresentate queste due componenti all'uscita di un alimentatore. « **Ec** » si riferisce alla componente continua ed « **Ea** » alla componente ondulata.

Per effettuare detto controllo si dovrà realizzare un circuito simile a quello indicato in figura 4 nel quale il condensatore « **Cb** », che ha il compito di bloccare la componente continua, sarà scelto con una capacità dell'ordine di 1 o 2 μF.

Il valore della tensione alternata presente all'uscita del filtro, che può essere misurato con un voltmetro preferibilmente del tipo elettronico, dovrebbe essere dell'ordine di poche decine di millivolt, valore che varia da tipo a tipo di apparecchio.

Un aumento eccessivo della componente alternata in linea di massima è dovuto ad un difetto dei diodi raddrizzatori o ad

alterazione dei condensatori elettrolitici del filtro. In qualche caso può essere dovuto anche ad una mancanza di simmetria delle due sezioni del secondario del trasformatore di uscita, difetto questo che si manifesta prevalentemente nei televisori di nuova costruzione ed ai quali ovviamente, salvo qualche raro caso, si ovvia direttamente in fabbrica. L'inconveniente può verificarsi anche a causa del corto circuito di qualche spira, comunque il controllo delle due sezioni si effettua rapidamente mediante l'uso dell'ohmmetro. È ovvio che le due sezioni dovranno presentare una identica resistenza ohmmica. Un voltmetro per tensione alternata permetterà invece di stabilire se le tensioni fornite dalle due sezioni sono identiche fra di loro.

ESAME DEI CIRCUITI DI ALIMENTAZIONE DI ALCUNI TELEVISORI PORTATILI

In figura 5 è mostrata la sezione alimentatrice del televisore della G.B.C. - modello UT/110 « JERRY » la cui alimentazione può essere effettuata tramite qualsiasi rete compresa tra 125 e 220 V ed in corrente continua mediante un apposito attacco ad una batteria da 12 V. Il circuito stabilizzatore, del quale fa parte anche il diodo Zener BZ100-TZ5,6 è inserito in entrambi i casi.

In figura 6 invece è visibile lo schema della sezione alimentatrice di un televisore portatile tipo PHILIPS atto a funzionare con batteria a 12 V e con tensione alternata a 220 V con variazioni del ± 10%.

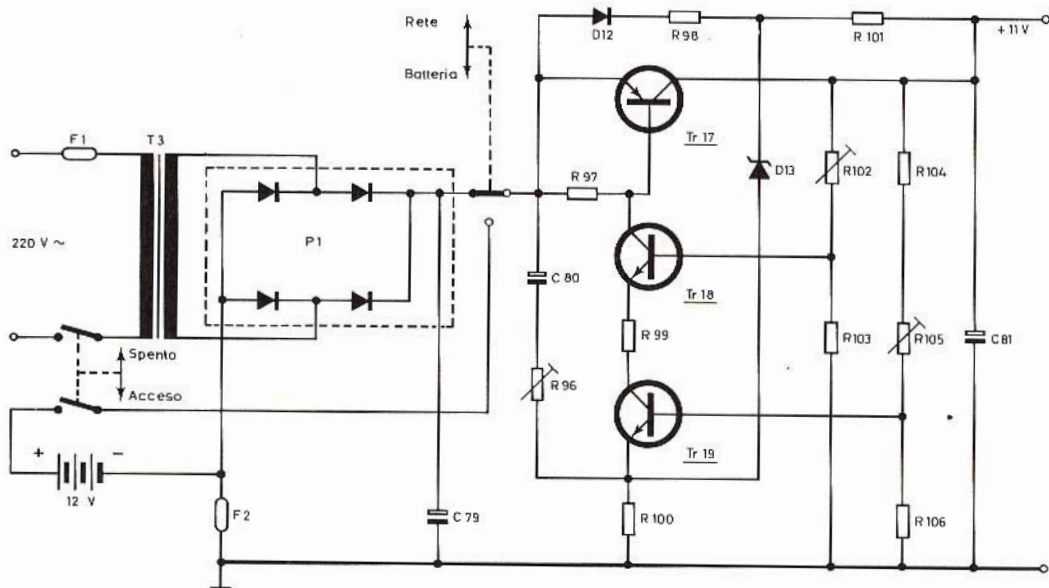



Fig. 6 - Circuito di alimentazione di un TV Philips da 11".

La tensione di uscita dell'alimentatore è in questo caso di 11 V.

L'alimentatore è composto dal transistor regolatore Tr17, del tipo AD 149, dal transistor pilota Tr19, del tipo BC 108, ed infine da un altro transistor BC 108, cioè Tr18, avente la funzione di proteggere l'alimentatore (che è già protetto contro i cortocircuiti), da eventuali sovraccarichi.

Il diodo Zener D13, del tipo OAZ 208, come nel caso che abbiamo preso ad esempio nella prima parte di questa esposizione, ha il compito di fornire la tensione di riferimento mentre il diodo BYX20/100, D12, serve a bloccare la corrente inversa, che attraversa la resistenza R98, provocata da una eventuale connessione errata alla batteria che fornisce la corrente continua.

Il potenziometro di uscita R105, ha le stesse funzioni assolte dal potenziometro

« **Pr** » di figura 1 e cioè di permettere l'eventuale regolazione, una volta tanto, della tensione di uscita, mentre il potenziometro R102 consente di regolare la corrente massima di carico dell'alimentatore.

Questo circuito è particolarmente interessante essendo caratterizzato dalla presenza del potenziometro R96 il cui scopo è quello di consentire di ridurre la tensione di ondulazione al minimo possibile.

Per comodità dei lettori diamo le caratteristiche dettagliate di questo circuito che eventualmente può essere usato per l'alimentazione di circuiti similari.

Tensione alternata di ingresso (per l'alimentazione da rete elettrica): 220 V 50 Hz.

Tensione di uscita: 11 V.

Massima corrente di carico: 1,5 A.

Tensione di ondulazione picco-picco di uscita: a 50 Hz: 70 mV a 15625 Hz: 60 mV.

Resistenza interna (Ri = Vu/Iu): 0,8 Ω.

Anche lo schema di figura 7 è simile a quello preso in considerazione nell'esposizione preliminare e si riferisce ad un televisore del commercio: l'ALGOL 11" della Brion Vega. Il trasformatore di alimentazione è stato realizzato mediante due sezioni simmetriche e la predisposizione per le diverse tensioni di alimentazione, da 125 a 220 V, si ottiene mediante opportuni collegamenti in serie-parallelo delle due sezioni primarie.

La tensione secondaria è raddrizzata con un ponte costituito, in questo caso, da quattro diodi al silicio tipo D 751/2/3/4 e filtrata dal condensatore C751. Un circuito elettronico stabilizza la tensione di uscita entro il ± 1% per variazioni dell'ordine del ± 15% della tensione di rete.

Il transistor « T29 », collegato in serie all'uscita del raddrizzatore, ha lo scopo di compensare, anche in questo caso, le variazioni della tensione raddrizzata variando la caduta di tensione interna. La resistenza R705 limita la potenza dissipata nel transistor T29.

Il transistor « T27 » amplifica la tensione di errore che si verifica fra la solita tensione di riferimento, fornita dal diodo Zener D702, e la tensione di uscita, presa al centro del partitore costituito da R711, R710 e R709.

Il transistor « T28 » amplifica in corrente l'uscita del transistor « Tr27 » e pilota il transistor « Tr29 ».

Il potenziometro R710 dà la possibilità di regolare la tensione di uscita e di portarla perciò all'esatto valore richiesto che

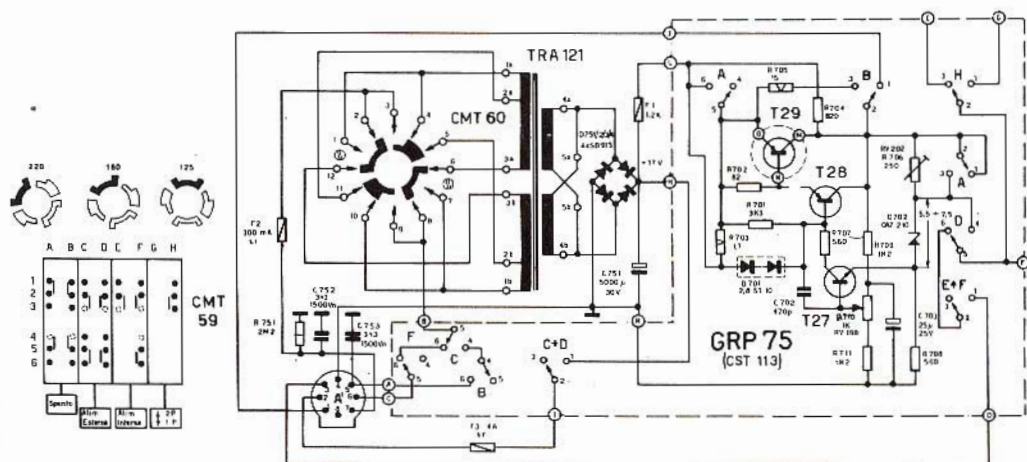



Fig. 7 - Circuito di alimentazione di un TV Brion Vega da 11".

è di 11,5 V. Lo stesso circuito stabilizzatore elettronico, quando il televisore viene spento, resta automaticamente predisposto per fornire la corrente di ricarica delle batterie.

Il potenziometro R708 serve a regolare il valore della corrente di carica mentre la resistenza R703 e lo stabilizzatore di tensione D701, collegati alla base del transistor « Tr28 », hanno il compito di limitare la corrente iniziale di carica al valore più opportuno.

ALIMENTAZIONE DEI TELEVISORI MEDIANTE BATTERIE

È il caso di precisare che l'uso delle batterie ad elementi galvanici primari (ad esempio le normali pile a secco come fonte di alimentazione dei televisori portatili è poco consigliabile. Infatti il costo, se paragonato alla durata della loro efficienza, risulta eccessivamente elevato e così pure la loro autonomia. Qualora per ragioni del tutto particolari, si dovesse adottare un tale genere di alimentazione sarebbe senz'altro opportuno far ricorso alle pile al mercurio il cui rendimento è senz'altro superiore alle precedenti. Infatti mentre l'energia specifica in Wh/kg che per le pile a secco è dell'ordine di 25 per le pile al mercurio è di circa 100 e così pure l'energia specifica Wh/dm^3 è rispettivamente di 50 e 350.

Un discorso del tutto simile si può fare per l'impiego delle batterie di accumulatori. Qualora il televisore sia destinato ad essere alimentato dalla batteria di una autovettura o di un motoscafo non sorge alcun problema particolare da risolvere, quando invece esso debba essere usato con una certa frequenza senza poter far ricorso ad un tale genere di alimentazione anziché impiegare un accumulatore al piombo sarebbe consigliabile ricorrere ad un accumulatore al cadmio-argento il cui costo è senz'altro superiore al primo ma che su questo presenta notevoli vantaggi.

Bisogna considerare infatti che in primo luogo l'accumulatore al cadmio-argento è a chiusura ermetica e quindi risulta particolarmente adatto per essere abbinato ad un tipo di apparecchio portatile che deve essere spostato con frequenza, inoltre esso è molto più leggero e consente di effettuare un numero di cariche nettamente superiori a quelle possibili con gli accumulatori al piombo.

I dati di confronto fra le batterie di accumulatori al cadmio-argento e quelle al piombo sono i seguenti:

Costo relativo: accumulatore al cadmio-argento: 100, al piombo: 20. Cicli di carica e scarica: 100 per il primo 25 per il secondo (rapporto). Energia specifica Wh/kg: 40 per il primo 25 per il secondo. Energia specifica Wh/dm^3: 82 per il primo, 60 per il secondo.

Il Servizio d'igiene pubblica degli Stati Uniti continua a misurare le radiazioni X emessi dai ricevitori TV a colori. « La grande paura », di cui ha avuto notizia anche il pubblico italiano è stata superata con la modifica della maggior parte dei ricevitori General Electric che emettevano eccessiva radiazione nella parte inferiore.
Comunque anche nelle ultime settimane sono stati trovati alcuni apparecchi con livelli di radiazioni leggermente superiori rispetto alle norme stabilite dagli uffici per la protezione contro le radiazioni. Un recente esame di 131 apparecchi G.E. condotto in una contea della Florida, ha dimostrato che 27 apparecchi producevano una radiazione compresa tra 0,5 milliroentgen e 1,25 m.R. per ora, 5 apparecchi irradiavano tra 1,25 e 2,50 m.R. per ora, 3 apparecchi irradiavano tra 2,50 e 6,25 m.R. per ora ed altri 3 irradiavano oltre 6,25 m.R. per ora. Questa radiazione è stata misurata sui lati e sul retro degli apparecchi piuttosto che verso il basso come era avvenuto nei casi precedenti. Comunque, anche con questi livelli il pericolo di un possibile danno biologico è molto basso. La normale distanza di visione, che è di 2 o 3 metri, minimizza gli effetti anche di una esposizione prolungata.
I tecnici installatori sono comunque ormai consci di questo pericolo e devono mantenere in ogni caso l'alta tensione entro i limiti indicati dai costruttori. E' stato detto anche, soprattutto da parte dei costruttori di vetri per tubi, che i C.R.T. senza pannelli di protezione emettono radiazioni X dal frontale. Però il Servizio di igiene pubblica non è riuscito a trovare tracce di irradiazione persino a tubi scoperti, ed anche con un'alta tensione al di fuori delle norme. Le misure continueranno in parecchie zone degli Stati Uniti con la collaborazione anche delle industrie elettroniche costruttrici.

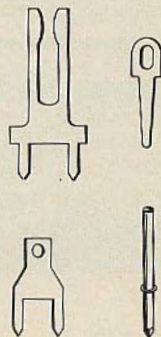
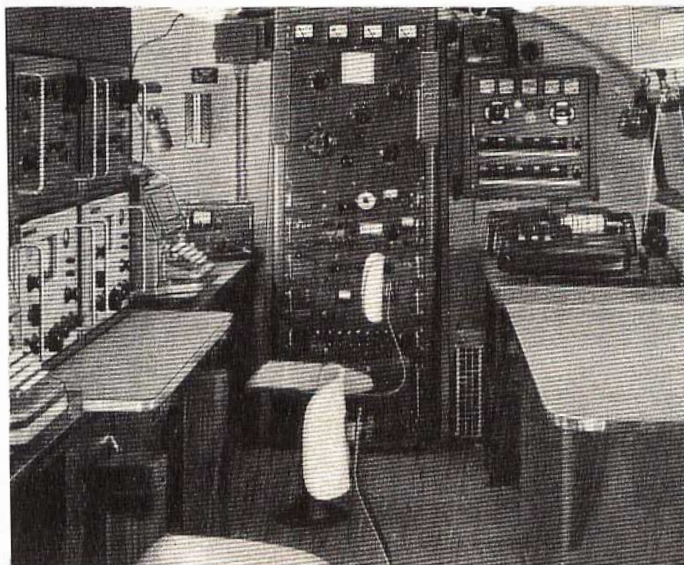
MONTAFLEX

LA RISPOSTA A TUTTI I PROBLEMI DI MONTAGGIO

Fornito sotto forma di scatole, basette, piastre, squadrette e supporti nelle più svariate misure, si presta in modo eccezionale per ogni tipo di realizzazione meccanica ed elettrica: interruttori, telai, zoccoli, strumenti, circuiti vari.
Di facile e veloce montaggio è particolarmente indicato per scuole, laboratori, sperimentatori.

MONTAPRINT

CIRCUITO STAMPATO UNIVERSALE

La base ideale per il progetto di circuiti stampati.
Utilissimo per laboratori, piccole officine, studenti e sperimentatori.
Le piste conduttrici del Montaprint sono provviste di interruzioni ad intervalli regolari e possono essere interconnesse mediante saldature o con appositi connettori.
Sono disponibili piastre di tutte le dimensioni con piste di 5 o 4 mm.

IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA

RADIO
AMATORI

a cura di P. Soati

COME MISURARE IL R.O.S. NEGLI IMPIANTI PER RADIOAMATORI

Il riflettometro è un apparecchio ancor poco noto che indubbiamente è della massima utilità per effettuare una corretta messa a punto delle antenne usate comunemente dai radioamatori, per il loro adattamento ed anche per la messa a punto dei trasmettitori, e degli eventuali accoppiatori che possono essere interposti fra lo stadio finale e la linea di alimentazione. Infatti le maggiori difficoltà che incontra un radioamatore nel mettere a punto i propri impianti trasmittenti sono quelle relative all'eliminazione delle onde stazionarie la cui presenza è causa di notevoli perdite dell'energia irradiata.

In effetti quando un cavo, avente una data impedenza, viene chiuso su un carico non induttivo avente lo stesso valore di impedenza, tutta l'energia applicata all'altra estremità, se si escludono le perdite proprie della linea, viene dissipata nel carico stesso. Ciò in definitiva rappresenta la caratteristica propria di un **regime ad onde progressive.** Se il carico è costituito da un'antenna essa viene a trovarsi nelle condizioni ideali di funzionamento di modo che tutta l'energia fornita dal trasmettitore viene irradiata nello spazio.

Se al contrario il carico presenta una impedenza diversa da quella del cavo, cioè della linea di alimentazione, una parte di questa energia, che sarà tanto maggiore quanto più grande è il grado di disadattamento, dopo aver raggiunto il carico tenderà a ritornare all'origine dando luogo a quel fenomeno che è definito un **regime di onde stazionarie**.

Se la differenza fra l'impedenza del carico, che nel nostro caso è costituito da un'antenna, e quella del cavo della linea di alimentazione è debole, il regime di onde stazionario generalmente è trascurabile e di conseguenza è minima la potenza riflessa e perciò perduta. Nel caso, invece che questa differenza sia notevole il re-

gime di onde stazionarie, e di conseguenza la potenza riflessa e perduta è grande con grave scapito per il buon rendimento del complesso trasmettitore-sistema irradiante.

In pratica le tensioni alternate a radio frequenza che percorrono il cavo nel senso diretto incontrano le tensioni alternate riflesse, che naturalmente non sono in fase, sommandosi o sottraendosi ad esse. Tanto più alta è questa somma o differenza tanto maggiore è il rapporto delle onde stazionarie (note anche con l'abbreviazione di **R.O.S.** che equivale a regime di onde

recchi, il cui costo è piuttosto elevato, noti con il nome di riflettometri e che consentono la comparazione fra loro di più impedenze. In tal caso l'impedenza campione deve essere sempre reale mentre l'impedenza da misurare può essere complessa. Questo tipo di comparatori richiedono l'uso di una diversa impedenza campione per ogni impedenza che deve essere comparata. Esistono invece in commercio altri apparecchi nei quali tale inconveniente è eliminato e che consentono di confrontare fra loro una vasta gamma di valori di impedenza ma su questo argomento avremo occasione di tornare in futuro.

Fig. 1 - Misura della tensione AF diretta.

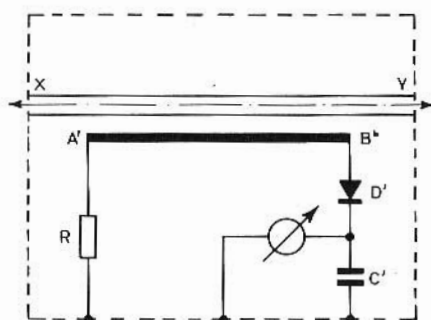



Fig. 2 - Misura della tensione AF riflessa.

stazionarie), che si può esprimere con la seguente formula:

$$\frac{Ed + Er}{Ed - Er}$$

dove « **Ed** » rappresenta la tensione diretta ed « **Er** » la tensione riflessa.

Ne consegue che tanto più « **Er** » si avvicina ad « **Ed** », tanto maggiore è il tasso delle onde stazionarie e minore l'energia irradiata nello spazio dall'antenna.

Se si tiene conto che le stazioni dei radioamatori hanno una potenza di irradiazione che può definirsi esigua è evidente quale importanza abbia l'attuazione di un perfetto stato di adattamento di impedenza fra l'insieme: trasmettitore-linea di alimentazione-antenna, allo scopo di ridurre al minimo possibile la presenza delle onde stazionarie ed ottenere, di conseguenza, la massima energia irradiata.

Per effettuare la misura del R.O.S. esistono in commercio numerosi tipi di appa-

Desideriamo invece illustrare un semplice misuratore di R.O.S., che con un po' di pazienza potrà essere realizzato anche dai radioamatori, i quali dopo un certo periodo sperimentale potranno apprezzare senz'altro la sua utilità.

In questo tipo di apparecchio elementare il componente principale è costituito da un pezzo di cavo coassiale che serve per collegare lo strumento all'antenna ed al trasmettitore. Non essendo possibile agire direttamente sul cavo coassiale, il cui conduttore centrale è inaccessibile, nel misuratore di R.O.S. in esame si ricorre alla costruzione di una linea molto corta costituita da un cavo avente il conduttore centrale « **X** » « **Y** » con un diametro piuttosto grosso compreso fra i 4 ed i 7 millimetri. Tale cavo sarà fissato ad una scatola avente il fondo amovibile ed in modo da consentire il facile accesso.

Alla suddetta linea ne sarà accoppiata un'altra, realizzata mediante l'impiego di

un conduttore avente un minore diametro (dell'ordine di 15/10). Quest'ultima linea sarà collegata a massa, dal lato dell'antenna, mediante la resistenza « **R** », mentre dal lato opposto, cioè quello che dovrà essere collegato al trasmettitore, il collegamento a massa avverrà tramite il diodo « **D** », il microamperometro ed il condensatore « **C** ».

Qualora una tensione ad alta frequenza sia applicata fra le estremità della linea « **XY** » la corrente indotta, per capacità, sulla linea « **AB** » sarà raddrizzata dal diodo « **D** », e se il collegamento di quest'ultimo è stato effettuato nel giusto senso allo strumento sarà messa in evidenza la parte **positiva** della **tensione diretta**, cioè quella componente che dal trasmettitore si trasferisce sull'antenna per essere irradiata nello spazio.

Se successivamente si farà ruotare la linea « **AB** », che nei confronti della figura 2 definiremo A'B', in modo che il diodo, il microamperometro ed il condensatore « C » risultino ruotati di 180° e vengano a trovarsi perciò dal lato del trasmettitore e la resistenza dalla parte dell'antenna, nella stessa linea A'B', e quindi allo strumento, sarà messa in evidenza la parte **positiva** della **tensione riflessa**, che a causa della presenza di onde stazionarie dall'antenna ritorna verso il trasmettitore.

Nulla vieta, come avviene in pratica, che le due linee AB e A'B' siano realizzate simultaneamente ed accoppiate allo stesso conduttore principale XY. Lo strumento indicatore, costituito da un microamperometro con indicazione a fondo scala di 100 μA, sarà inseribile alternativamente, tramite un apposito commutatore, in modo da consentire in primo luogo la misura della corrente diretta e successivamente la misura della tensione riflessa la qualcosa permetterà di stabilire la presenza di eventuali R.O.S.

La figura 3 mostra lo schema pratico di un misuratore di R.O.S. nel quale le resistenze « **R** » dovranno avere un valore di 100 ohm nel caso di misure su linee aventi l'impedenza di 75 ohm, e di 160 ohm per linee a 50 ohm.

Fig. 3 - Schema del misuratore di R.O.S.

La capacità dei condensatori dovrà essere di 1.000 pF. Il potenziometro da 25 kohm ha il compito di permettere la regolazione della sensibilità durante le operazioni di messa a punto.

La messa a punto si potrà effettuare utilizzando un carico fittizio che consenta di stabilire con certezza l'impedenza del carico in uscita.

Nell'eseguire queste prove l'OM acquisirà una certa pratica nell'uso dell'apparecchio inserendo ora carichi fittizi adattati ora carichi fittizi non adattati.

Ad esempio se si desidera realizzare un carico fittizio di 75 ohm sarà sufficiente collegare in parallelo fra loro quattro resi-

stenze da 300 ohm ciascuna, ed in modo che siano in grado di dissipare il carico necessario.

Dieci resistenze da 500 ohm e 2 watt ciascuna, poste in parallelo fra loro consentiranno invece di avere un carico di uscita a 50 ohm con una dissipazione totale di 20 Watt. Naturalmente questi raggruppamenti potranno essere modificati a piacere in funzione delle esigenze dell'impedenza e del carico richiesti.

Il controllo effettivo del complesso uscita TX, linea di alimentazione, antenna, si eseguirà sul punto più comodo. La presenza e l'eventuale entità del R.O.S. sarà leggibile sullo strumento ad ogni commutazione sulla posizione di misura della corrente riflessa, tenendo presente che per ogni controllo si dovrà portare sempre l'indice a fondo scala portando l'apparecchio sulla posizione misura diretta.

Lo strumento, come avremo occasione

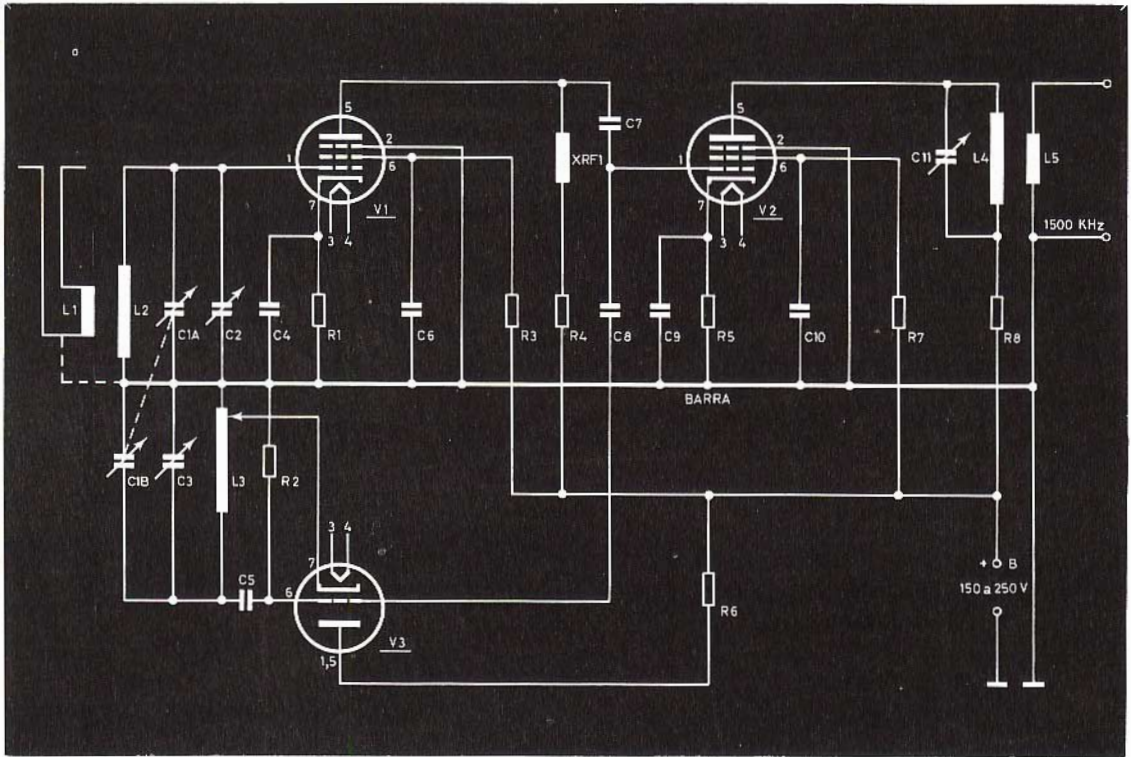



Fig. 4 - Schema di un convertitore per onde corte.

Sistemato all'uscita il carico fittizio si collegherà l'entrata del riflettometro all'uscita del trasmettitore che sarà regolata per il massimo. Agendo sul regolatore di sensibilità del misuratore del R.O.S., si porterà l'indice dello strumento a fondo scala dopo di che si effettuerà la commutazione per la misura della corrente riflessa. In queste condizioni, essendo stato il carico fittizio adattato all'impedenza del trasmettitore, l'indice dovrà ritornare a zero la qualcosa significa che non esistono onde stazionarie e che perciò l'adattamento stesso è perfetto.

di vedere in futuro, ha la proprietà di consentire anche la misura relativa della potenza di un trasmettitore e di mettere in evidenza la frequenza di risonanza di una antenna.

Questo apparecchio può dare ottime indicazioni per frequenze comprese fra i 1600 kHz ed i 420 MHz. Esso è di realizzazione molto semplice d'altra parte può essere acquistato anche sotto forma di scatola di montaggio presso la KNIGHT ELECTRONIC, 2200 May Wood Drive-May, Illinois, USA.

CONVERTITORE PER LE GAMME DEI RADIOAMATORI PER RICEVITORE AD ONDA MEDIA

Lo schema di figura 4 è dedicato essenzialmente a coloro che aspirano ad iniziare l'attività di radioamatore e che di conseguenza desiderano acquisire una certa esperienza dedicandosi all'ascolto. Questo schema infatti si riferisce ad un convertitore ad onda corta, la cui frequenza intermedia di uscita è accordata su 1500 kHz di modo che può essere collegata direttamente ai morsetti di antenna di un ricevitore ad onda media sintonizzato su questa frequenza.

Premettiamo che l'uso dei convertitori, molto spesso trascurato dai radioamatori, frequentemente consente di ottenere dei risultati senz'altro migliori di quelli che si possono ottenere con i normali ricevitori destinati alla ricezione delle stazioni di radiodiffusione e talvolta anche di quelli conseguibili con taluni ricevitori professionali.

Questo convertitore, che può appagare le esigenze iniziali di un radioamatore, è costituito da tre sole valvole la prima delle quali, una 6BA6, funge da amplificatrice dei segnali a radiofrequenza che arrivano alla sua griglia dal circuito di antenna C1A-L2. Un'altra valvola, dello stesso tipo della precedente, fa parte del secondo stadio avente funzioni di convertitore. A questo circuito infatti arrivano contemporaneamente i segnali a radio frequenza ed i segnali dell'oscillatore locale, del quale fa parte la valvola V3, una 6C4, che sono convertiti al valore della frequenza intermedia e che come abbiamo precisato è di 1500 kHz.

Il montaggio non presenta alcuna difficoltà. È sufficiente attenersi alle solite norme proprie dei circuiti ad onda corta, effettuando dei collegamenti molto corti ed evitando la possibilità di accoppiamenti fra il circuito di ingresso e quello di uscita. La massa sarà composta da una barra di rame, alla quale faranno capo i vari componenti indicati sullo schema, e che sarà messa a massa in un solo punto.

Le bobine potranno essere avvolte al relativo supporto e connesse agli zoccoli del tipo octal, in modo da poterne effettuare la sostituzione con la massima facilità. Il compensatore C3 potrà essere collocato direttamente all'interno della bobina L3.

Le bobine dovranno avere i seguenti valori:

L2 = Per le gamme da 10 a 20 metri, 11,2 spire di filo smaltato, o argentato, del n. 20, avvolte su un supporto avente il diametro di 20 millimetri. L1 sarà composta da cinque spire dello stesso filo, avvolte nella parte inferiore del supporto della bobina L2.

Per le gamme da 40 a 80 metri, 22,5 spire di filo del n. 22, anch'esse avvolte su un supporto da 20 millimetri. L1 consterà sempre di cinque spire avvolte come sopra indicato.

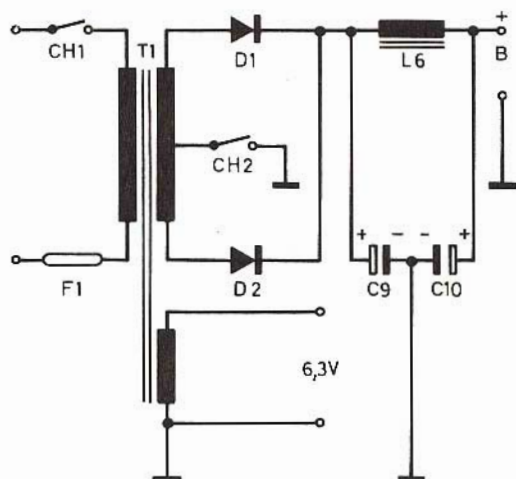



Fig. 5 - Alimentatore per convertitore O.C.

L3 = Gamme da 10 a 20 metri, 10 spire di filo smaltato del n. 20 con presa alla quarta spira, a partire dal lato freddo, avvolte su un supporto avente il diametro di 20 millimetri.

Per le gamme da 40 a 80 metri, 20 spire di filo del n. 22, avvolte su un supporto di 20 millimetri di diametro, con presa alla quinta spira.

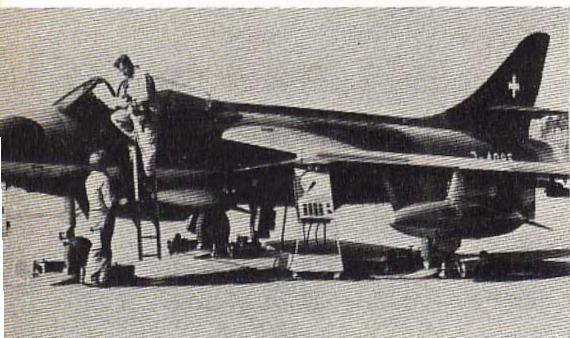
L4 = 80 spire unite di filo smaltato del n. 30 avvolte su un supporto di 20 millimetri di diametro. L5 è composta da cinque spire di filo del n. 30 avvolte nella parte inferiore dello stesso supporto di L4.

La taratura si effettuerà inserendo nell'apposito zoccolo la bobina dei 40 metri.

Accoppiando alla bobina L2 un generatore di segnali sintonizzato su 7000 kHz si regolerà prima il condensatore C2, mantenendo C1 in una posizione intermedia in modo da ottenere il massimo segnale di uscita. Si porterà quindi il generatore su 6000 kHz e si regolerà C3. Il circuito di uscita sarà regolato agendo su C11 e con il generatore di segnali su 1500 kHz. La messa a punto può essere fatta ricevendo anche, gamma per gamma, delle stazioni di frequenza nota.

Il convertitore può essere alimentato direttamente con le tensioni di accensione ed anodica fornite dal ricevitore, comunque in figura 5 riportiamo lo schema di un semplice alimentatore adatto a fornire le tensioni necessarie.

Valore dei componenti: R1 = 1 kΩ 1 W; R2 = 47 kΩ ½ W; R3 = 150 kΩ ½ W; R4 = 20 kΩ 1 W; R5 = 1 kΩ 1 W; R6 = 10 kΩ 1W; R7 = 150 kΩ ½ W; R8 = 20 kΩ 1 W; C1 = variabile a due sezioni 360 pF per sezione; C2 = C3 = C11 = 30 pF regolabile; C4 = C6 = C9 = C10 = 0,005 μF ceramico 600 V; C5 = C7 = 100 pF ceramico; C8 = 15 pF ceramico; C9 = C10 = 20 μF 350 V elettrolitici.

CH1 = CH2 interruttori semplici; V1 = V2 = 6BA6; V3 = 6C4; D1 = D2 = diodi BY100 o similari; F1 = fusibile da 1 ampere; T1 = trasformatore di alimentazione: primario 220 V o universale, secondari 250 V 40 mA, 6,3 V 1 A. L6 = impedenza di filtro 10 H, 50 mA.

Nella foto un Hawker Hunter delle forze aeree svizzere sulle piattaforme di pesatura.

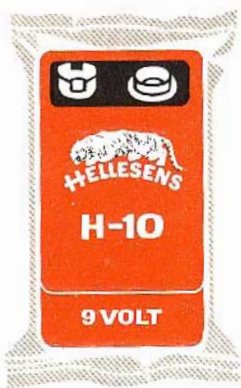
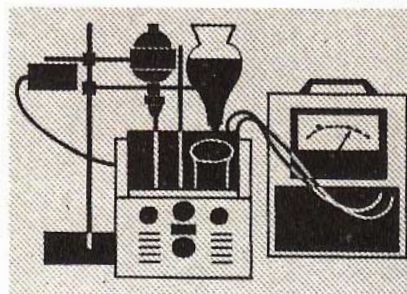
Controllare la giusta distribuzione del peso su un aereo è fattore essenziale per assicurare il corretto equilibrio durante il decollo e durante lo svolgimento del volo, particolarmente quando si operi su campi di aviazione piccoli e difficoltosi. Normalmente il controllo si rende necessario dopo una riparazione od un importante cambiamento dei tipi di carico. Una fabbrica svizzera di aerei ha adottato un sistema di pesatura elettronica per svolgere questa operazione, e sarà applicato ad aerei del peso di 9.000 kg. con una garanzia di precisione nella misura del ± 0,5 %.

Il sistema, compresa l'unità di misura, può essere usato all'esterno in qualunque condizione di tempo. Comprende tre piattaforme di pesatura, due per il congegno di atterraggio principale ed uno per il carrello inferiore oltre ad una unità mobile di misurazione. Le piattaforme misurano 68 x 68 cm. e sono alte solo 9 cm. quando le ruote, abbassabili, sono retratte. L'altezza ridotta è particolarmente conveniente in quanto elimina la possibilità di incidenti che possono occasionalmente verificarsi con aerei messi su piattaforme relativamente più alte per la pesatura meccanica.

Per ottenere la corretta posizione orizzontale di volo, le due piattaforme poste sotto i dispositivi principali di atterraggio possono essere sollevate idraulicamente fino a 250 mm. Per controllare la distribuzione del peso ed il corretto equilibrio, il carico, su ogni piattaforma, può essere misurato indipendentemente. Il peso totale dell'aereo può anche essere indicato direttamente sull'unità di misurazione.

La capacità individuale delle singole piattaforme è 6.000 kg.
Il peso di una singola piattaforma è approssimativamente di 150 kg.; l'unità di misurazione è 50 kg. I requisiti di potenza sono 220 V, 50 Hz.

50% di capacità in più con la batteria H-10 in acciaio

Ora la batteria HELLESENS tipo H-10 a 9 V per apparecchi a transistors, viene fabbricata con una BLINDATURA IN ACCIAIO che oltre ad assicurarne la massima tenuta, dà una assoluta garanzia contro la deformazione e aumenta la sua capacità di conservazione in magazzino.

Dopo approfonditi studi e ricerche effettuate nei nostri laboratori, siamo riusciti a creare la nuova batteria H - 10 che ha una CAPACITÀ DI CARICA SUPERIORE DEL 50 %.

Ogni batteria viene collocata in un sacchetto di plastica ermeticamente chiuso, che costituisce una garanzia per VOI ed i VOSTRI CLIENTI.

L'attraente scatola, che vi faciliterà la vendita, contiene 12 batterie H-10 blindate che hanno una capacità di carica aumentata del 50 %.

Vendete QUALITÀ - vendete HELLESENS - non esiste una batteria a secco migliore

LA PRIMA DEL MONDO

LA MIGLIORE DEL MONDO

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

REALIZZAZIONE PRATICA DI UN « FLASH » ELETTRONICO CON ALIMENTAZIONE DA RETE

(Da «Radio Télévision Pratique» - 28 dicembre 1967)

Tra i nostri lettori non sono certamente pochi coloro che si sono già cimentati nella realizzazione di un flash elettronico, e ciò soprattutto grazie alla notevole diffusione della passione per la fotografia.

Il dispositivo, che viene descritto nell'articolo che recensiamo è già stato realizzato ed ha subito i più rigorosi collaudi, per cui la sua costruzione non può che essere coronata dal più completo successo. Naturalmente, si tratta di un montaggio sperimentale, che però può essere realizzato con veste semiprofessionale, con un risultato estetico che dipende esclusivamente dalla abilità del costruttore.

La figura che qui riportiamo rappresenta il circuito elettrico della sola parte attiva del dispositivo, nella quale si nota che la tensione di alimentazione (fornita da un apposito circuito a parte) ammonta a 300 Volt in corrente continua. La suddetta tensione viene applicata — dopo un filtraggio ad opera di una capacità del valore di 100 microfarad — ad un partitore costituito da una resistenza da 470 chiloohm, in serie ad una lampada al neon (N). RA è un potenziometro del valore di 150 chiloohm, del tipo a grafite. La tensione disponibile ai capi dei suddetti componenti viene quindi applicata al circuito della lampada TE 123, la quale viene azionata ad opera del commutatore S, di tipo bipolare, facente capo alla presa di sincronismo della macchina fotografica.

L'articolo fornisce numerosi dati informativi circa l'impiego di questo dispositivo, e si dilunga in tutti i particolari di notevole importanza relativi alla sincronizzazione. Oltre a ciò, vengono forniti numerosi dettagli sul modo di servirsi del numero guida, ed in riferimento alle variazioni

del numero guida in funzione della sensibilità della pellicola impiegata.

L'articolo conclude quindi con una serie di consigli di carattere pratico, soprattutto per quanto riguarda la realizzazione in forma dilettantistica del dispositivo descritto.

OSCILLATORE A QUARZO ED A TEMPERATURA REGOLATA, PER CIRCUITI STAMPATI

(Da « Electronique Professionelle » - Febbraio 1968)

I transistori, come pure altri componenti semiconduttori, favoriscono la realizzazione di apparecchi per telecomunicazioni e di misura, con l'impiego dei circuiti stampati. La maggior parte dei componenti si prestano già perfettamente a questa tecnica realizzativa, mentre i componenti elettromeccanici (come ad esempio i connettori inseribili a spine, ed i commutatori) sono stati adattati alla tecnica dei circuiti, stampati da poco tempo.

Quanto sopra — tuttavia — non sussiste che nei confronti di un certo numero di tipi di misure dimensionali per i termostati, che — soprattutto a causa delle loro dimensioni e dei pesi che essi comportano — sono rimasti dei complessi del tipo ad inserimento mediante spinotti, e non possono pertanto essere incorporati (senza risolvere determinate difficoltà agli effetti dell'impiego) in apparecchiature a circuiti stampati.

Dopo questa breve premessa, l'autore prende in considerazione uno degli argomenti di maggiore attualità nel campo della elettronica, e precisamente quello della realizzazione di oscillatori a quarzo, di impiego assai diffuso nel campo delle comunicazioni. A causa delle esigenze in continuo aumento agli effetti delle dimensioni, del peso, della stabilità e delle prestazioni, il quarzo resta sempre un componente importante in questo campo specifico: quando le esigenze sono ancora maggiori, in particolare in rapporto alla gamma delle temperature di funzionamento, è possibile ridurre una gran parte della dipendenza della frequenza del quarzo della temperatura, mediante l'impiego di un termostato.

Oltre ai numerosi vantaggi importanti, i semiconduttori presentano delle caratteristiche le cui variazioni in funzione della temperatura sono relativamente notevoli. Ciò è particolarmente svantaggioso nei confronti dei circuiti degli oscillatori funzionanti a quarzo.

In base alle suddette considerazioni, l'autore provvede a descrivere due tipi di oscillatori a quarzo, di cui

riproduce i circuiti elettrici, e fornisce la fotografia che riproduciamo dell'aspetto realizzativo dei suddetti due circuiti, contenenti un dispositivo termostatico per la compensazione delle eventuali variazioni termiche.

Si tratta pertanto di una nota che può presentare notevoli aspetti interessanti per chi lavora nel campo della progettazione e della realizzazione di strumenti di misura, anche in considerazione della ricchezza dei dettagli forniti, e degli esempi pratici che corredano l'argomento sviluppato.

VOLTMETRO ELETTRONICO PER CORRENTE CONTINUA DA 22 MEGAOHM

(Da « Electronique Professionelle » - 4 gennaio 1968)

Nonostante il più diffuso scetticismo per quanto riguarda l'impiego dei transistori per la realizzazione di strumenti elettronici di misura, l'articolo al quale ci riferiamo dimostra che è possibile realizzare un voltmetro elettronico per corrente continua avente una resistenza di ingresso di ben 22 Megaohm, proprio con l'impiego dei semiconduttori.

Questo apparecchio portatile, alimentato con delle batterie incorporate, è in grado di misurare tensioni a partire da 0,06 volt, fino ad un massimo di 300 volt, in sette diverse portate. In corrispondenza dell'ingresso, un unico transistore ad effetto di campo, con il relativo circuito di comando, permette di realizzare un voltmetro a semiconduttori, che presenta delle caratteristiche che possono essere difficilmente riscontrate in uno strumento del medesimo tipo, ma assai più costoso.

L'amplificatore differenziale, costituito da Q2 e Q3 nel circuito che riproduciamo, produce una tensione di uscita utile (misurata tra i due emettitori) non appena la corrente che attraversa Q2 supera il valore di quella che attraversa Q3.

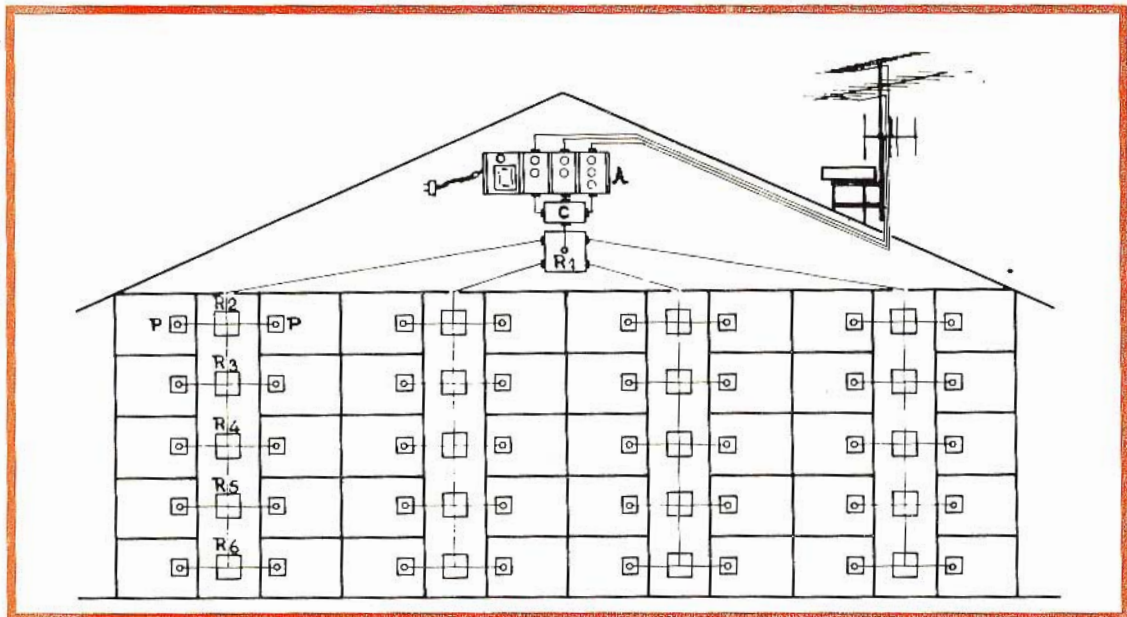
La polarizzazione di base di Q3 e la relativa corrente di emettitore vengono mantenute ad un valore costante grazie alle caratteristiche di funzionamento del transistore ad effetto di campo Q4. La tensione di base del transistore Q2 e la relativa corrente di emettitore attraverso R23 variano col variare della tensione misurata. Questa tensione viene applicata all'ingresso di Q1, attraverso uno dei divisori di tensione che vengono scelti tramite il commutatore S2, ad esempio R1 ed R2 per la sensibilità 0-3 volt.

All'interno dell'equipaggio mobile del galvanometro si ha un passaggio di corrente non appena la caduta di tensione attraverso R23 oltrepassa il valore di quella che si produce attraverso R25. Maggiore è il valore della tensione misurata, maggiore è la deviazione dell'indice dello strumento.

L'articolo, peraltro assai breve nonostante i dettagli forniti, comprende una completa descrizione delle carat-

teristiche di funzionamento del circuito, nonché l'elenco dei valori esatti dei componenti relativi: di conseguenza, si tratta indubbiamente di una nota che può interessare tutti coloro che si occupano dello studio, del collaudo e della realizzazione di strumenti di misura portatili.

portava il duplice inconveniente di compromettere la estetica dell'edificio, e di provocare spesso sgradevoli fenomeni di interferenze tra un ricevitore e l'altro, soprattutto quando alcuni di essi presentavano il difetto di irradiare un certo segnale a causa del cattivo funzionamento dell'oscillatore locale.

inoltre possibile installare sul tetto, contemporaneamente alle due antenne per la ricezione dei due programmi televisivi, anche l'antenna per la ricezione del o dei canali a modulazione di frequenza, sia mono che stereo. Naturalmente, in questo caso deve essere previsto anche un settore di pre-amplificazione

ESEMPIO DI INSTALLAZIONE RAZIONALE DI UN'ANTENNA COLLETTIVA

(Da « Electricité Electronique Moderne » - Novembre 1967)

Secondo i moderni criteri costruttivi, non esiste praticamente più alcunj edificio nuovo nel quale siano previsti appartamenti privati in un certo numero, tra le cui installazioni multiple non figuri un'antenna collettiva, facente capo ai diversi appartamenti. Grazie a ciò, è infatti stato possibile eliminare il desolante spettacolo delle diecine di antenne sistemate irrazionalmente sui tetti delle case, il che com-

Nella figura che qui riproduciamo è rappresentato simbolicamente un edificio a cinque piani, nel quale un'unica antenna è in grado di servire contemporaneamente quaranta ricevitori che possono essere installati in vari locali. Naturalmente, l'antenna fa capo ad un impianto di pre-amplificazione, che amplifica contemporaneamente i due canali, allo scopo di fornire un segnale avente una potenza sufficiente ad eccitare adeguatamente tutti i ricevitori, nell'eventualità che essi funzionino tutti contemporaneamente.

Grazie a questo sistema, di concezione assai moderna, è

del segnale relativo, affinché sia del pari possibile fornirlo con le dovute caratteristiche di intensità in tutte le prese di antenna disponibili nell'edificio. Oltre a ciò, quando l'impianto prevede anche la ricezione delle trasmissioni radio a modulazione di frequenza, in genere il dispositivo di miscelazione è più complesso, in quanto prevede tre canali anziché due: altrettanto dicasi per quanto riguarda invece il dispositivo di de-miscelazione, che solitamente viene installato in corrispondenza del o dei ricevitori ad opera dell'utente.

L'articolo che recensiamo

è corredato anche di un esempio tipico di collegamento delle varie prese, recante lo schema dei sistemi di disaccoppiamento per fornire il segnale utile a cinque diversi livelli, nel quale esempio vengono forniti anche i valori dei componenti installati in ciascuna basetta di derivazione. Oltre a ciò, la nota viene conclusa con una interessante tabella che fornisce il fattore di conversione dei decibel in moltiplicatori o divisori.

Si tratta pertanto di una nota che può rivestire un notevole interesse per coloro che si occupano di installazioni di questo tipo, in collaborazione con le imprese edili.

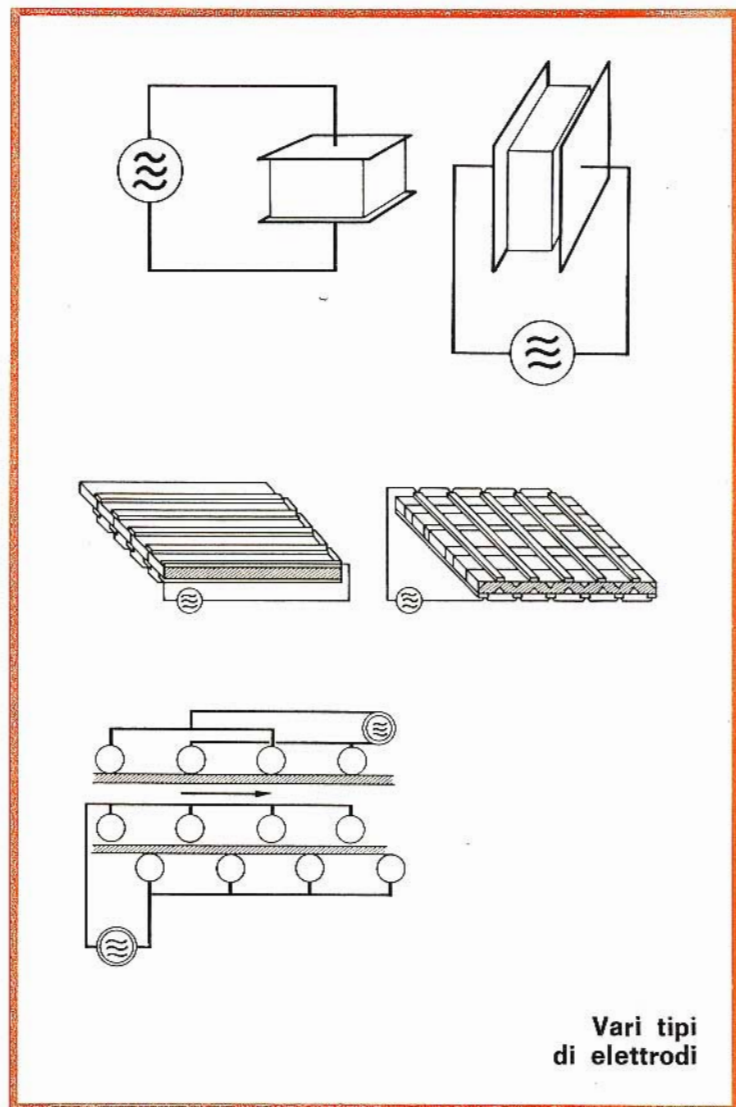
Vari tipi di elettrodi

ELETTROTERMICA ED ALTA FREQUENZA

(Da « L'Electricité Electronique Moderne » - Dicembre 1967 - Gennaio 1968 N° 215-216)

Sulle pagine della nostra rivista ci siamo già occupati in altre occasioni dello sfruttamento dell'energia elettrica ad alta frequenza per ottenere fenomeni di carattere termico, quali — ad esempio — lo stampaggio e la saldatura di materie plastiche.

Su questo stesso argomento, la rivista francese alla quale ci riferiamo sta pubblicando una serie di articoli, che affrontano l'argomento sia dal punto di vista teorico, sia da quello pratico. In particolare, questa recensione è riferita alla seconda puntata della serie, relativa al riscaldamento per isteresi dielettrica.

Un corpo dielettrico, sistemato in un campo elettrico alternato, può scaldarsi sotto determinate condizioni. Lo esame di queste condizioni da un lato, e la descrizione di alcune realizzazioni pratiche dall'altro, traducono in pratica questo concetto, che costituisce l'argomento dell'articolo.

La nota inizia con l'argomento introduttivo del procedimento di riscaldamento per isteresi dielettrica, enunciandone i principi e descrivendone i fenomeni principali. L'autore si dilunga sulle molecole polari, e fornisce numerosi dati pratici per quanto riguarda la potenza trasmessa e sfruttata per ottenere il risultato voluto. Oltre a ciò, l'autore esamina a fondo le caratteristiche di riscaldamento dielettrico, e fornisce numerose tabelle delle costanti dielettriche e dei fattori di perdita, che è stato possibile accertare nei confronti di materiali di diversa natura.

Tra i vari argomenti sviluppati, è importante citare

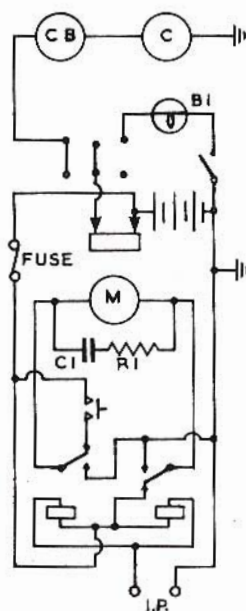
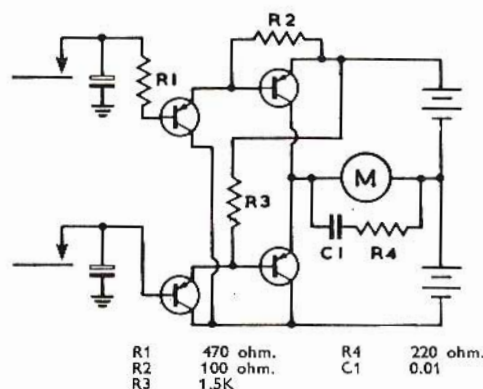
il metodo di calcolo della potenza, in base al quale è possibile stabilire la potenza elettrica che le oscillazioni ad Alta Frequenza devono presentare, affinché sia possibile ottenere i risultati voluti a seconda delle caratteristiche intrinseche del materiale, vale a dire della sua natura chimica e molecolare, nonché a seconda delle sue caratteristiche dimensionali.

L'articolo viene quindi concluso con una serie di osservazioni assai interessanti, nonché con la descrizione di un circuito e degli elementi costitutivi di un generatore ad Alta Frequenza per il riscaldamento per isteresi dielettrica. La figura che qui riproduciamo rappresenta vari tipi di elettrodi, e precisamente di tipo orizzontale, di tipo verticale, per riscaldamento selettivo, per incollaggio per zone, nonché gli elettrodi alternati e successivi, il cui impiego risulta particolarmente utile in applicazioni su materiali in movimento.

REALIZZAZIONE DILETTANTISTICA DI UN NATANTE RADIOCOMANDATO

(Da « Radio Control Models » - Febbraio 1968)

Il crescente interesse dei nostri lettori per il radiomodellismo ci spinge a recensire questo articolo notevolmente interessante, il cui titolo originale è « One man's approach », che descrive la realizzazione di un giovane americano, basata su principi assai semplici, e con risultato notevolmente positivo. La nota, redatta in un tono discorsivo assai piacevole, è corredata di una fotografia che illustra l'autore mentre mette in acqua il modellino radiocomandato, e contiene alcuni schizzi illustranti i par-

ticolari di maggior rilievo. Tra questi riproduciamo due schemi, il primo dei quali illustra il sistema di servocommutazione, mentre l'altro illustra il dispositivo elettronico di comando della valvola a farfalla, azionata da un relé.

L'articolo è corredato inoltre di numerose fotografie che illustrato l'installazione dell'impianto elettronico a bordo del modellino, e fornisce numerosi dettagli relativi sia alla realizzazione, sia al suo impiego pratico.

Trattandosi di un argomento sviluppato da un dilettante che dimostra di avere un notevole interesse in questo campo specifico, la lettura dell'articolo si potrà rivelare assai utile a chiunque desideri aumentare il proprio patrimonio di cognizioni in fatto di radiocomando.

COMMUTATORI ELETTRONICI A SEMICONDUTTORI

(Da «Radio Télévision Pratique» - 25 gennaio 1968)

Già in numerose occasioni ci siamo occupati su queste stesse pagine della realizzazione di commutatori elettronici impieganti dei semiconduttori in sostituzione dei mezzi di commutazione meccanici.

Abbiamo infatti visto come — compatibilmente con le esigenze di funzionamento, di rapidità di azione, di portata di corrente e di inerzia — sia

possibile ottenere risultati, prestazioni e sicurezza di funzionamento assai maggiori

con l'impiego dei semiconduttori, rispetto ai normali commutatore a contatti mobili. Ebbene, sotto questo profilo, la nota che recensiamo non fa altro che ribadire i concetti che abbiamo già altre volte analizzato, con l'aggiunta di particolari che possono essere notevolmente interessanti per chi deve risolvere problemi in questo campo specifico.

IL PROBLEMA DELLA RICEZIONE DELLE IMMAGINI TELEVISIVE A GRANDE DISTANZA

(Da « Electricité Electronique Moderne » - Dicembre 1967 - Gennaio 1968 N° 9-10 - 215-216)

Sebbene oggi si possa affermare che l'intero territorio nazionale è adeguatamente servito in riferimento all'irradiazione dei programmi televisivi, grazie all'impiego di stazioni supplementari, di ripetitori, eccetera, resta tuttavia il fatto che in alcune zone marginali, particolarmente sfortunate a causa della presenza di irregolarità del terreno, la ricezione televisiva avviene con notevole difficoltà, e quindi con l'inconveniente di un'immagine assai poco nitida, e molto spesso instabile a causa della continua perdita del sincronismo.

In genere, come già abbiamo affermato, si tratta di località situate in zone assai distanti dal trasmettitore, oppure situate in posizioni geografiche tali da equivalere — in pratica — ad una notevole distanza.

I problemi di questa natura esistono naturalmente anche in Francia, e questo è uno dei motivi per i quali la rivista francese ha preso in considerazione l'argomento, pubblicando appunto l'articolo che recensiamo. Si tratta di una nota che considera il suddetto problema sotto numerosi aspetti, in particolare per quanto riguarda le condizioni di propagazione che sussistono in quelle zone, peraltro assai simili a quelle che normalmente sussistono nel nostro paese. Di qui la nostra decisione di citare questo articolo, che risulterà indubbiamente interessante a coloro che si dedicano agli studi in questo campo specifico.

UN PARACADUTE PER SALVARE IL MODELLINO DI AEREO

(Da « Radio Modélisme » - Gennaio 1967)

Qualunque dilettante che svolga una certa attività nel campo dell'aeromodellismo, conosce i rischi che deve affrontare nell'eventualità che l'aereo in volo esaurisca il carburante oppure sfugga dal controllo del radio comando. In tal caso, il modellino è certamente destinato a perdersi, in quanto ad un certo momento — venendo meno la forza di propulsione che lo sostiene — non può che cadere distruggendosi al suolo.

Per evitare un inconveniente di questo genere, che comporta sempre risultati disastrosi, l'articolo descrive la realizzazione di un semplice paracadute a sganciamento automatico, che costituisce un'adeguata protezione per il modellino nella eventualità che debba cadere al suolo.

Siamo certi che molti tra quei nostri lettori che si occupano di aeromodellismo vorranno conoscere il contenuto di questa nota, che — oltre a descrivere il principio di funzionamento del paracadute — ne fornisce anche tutti i dati realizzativi.

UN NUOVO ASPETTO DELLE RESISTENZE AD IMPASTO DI CARBONE

(Da « Electronic Capabilities » - Inverno 67-68)

I progressi recentemente conseguiti nel campo della produzione industriale delle resistenze di questo tipo, attribuiscono a questi componenti — peraltro assai economici — una ulteriore importanza pratica. Ogni anno, i fabbricanti di apparecchiature elettroniche impiegano approssimativamente alcuni miliardi di resistenze ad impasto di carbone. Di conseguenza, si tratta certamente di componenti che rappresentano una delle maggiori moli di affari dai punti di vista industriale e commerciale.

L'articolo che recensiamo analizza l'attuale situazione mondiale, con particolare riferimento a quanto accade negli Stati Uniti, in rapporto alla fabbricazione industriale di questi componenti: tre fotografie pubblicate a corredo della nota illustrano alcune tra le macchine più moderne mediante le quali è possibile ottenere una produzione rapida e di alta qualità. Oltre a ciò, l'articolo prende in considerazione le caratteristiche di stabilità, di precisione e di resistenza all'umidità dei vari tipi di resistenze, e le classifica a seconda delle loro prestazioni.

Si tratta quindi di un argomento che può interessare gli addetti agli uffici produzione ed acquisti, nonché gli stessi tecnici che usano in pratica questi componenti.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

I NOMI STRANI

Con la fisica nucleare è sorta una nuova unità di superficie, il « barn » corrispondente a un milionesimo di miliardesimo di miliardesimo di centimetro quadrato. La relativa espressione aritmetica è formata da uno diviso uno seguito da ventiquattro zeri. L'unità serve per misurare le sezioni di urto nucleari, cioè l'area del nucleo esposta ai bombardamenti delle varie particelle che possono venire usate, quali alfa, protoni eccetera.

Il nome di questa microscopica unità di misura, come abbiamo detto è « barn » che, in inglese, vuol dire « granaio »; in America vuol dire anche « stalla ».

Nome piuttosto curioso, derivato dall'osservazione fatta dagli scienziati nel 1942, quando l'unità venne istituita; essi considerarono che, in rapporto allo scopo cui era destinata, quell'unità, quantunque piccola, era « grande come un granaio ». Fu così che col nome di granaio, cioè « barn », venne battezzata.

REAL TIME

Siamo giunti agli elaboratori elettronici che danno le informazioni nel momento stesso in cui vengono posti i quesiti. Questa contemporaneità di domanda e risposta è detta « real time ».

Naturalmente, per chi vuol sottilizzare, l'azione contemporanea è una convenzione della nostra mente, incapace di percepire le frazioni infinitesime delle misure di tempo. Ma sul piano pratico e in relazione ai nostri sensi, nulla vieta di parlare dello « stesso istante ».

Un centro elettronico operante in real time si trova a Londra e serve ai medici, avendo « memorizzati » dei dati di scienza medica. Può trasmettere le informazioni a distanza su terminali con teleschermo.

PER I CIECHI

L'elettronica vanta infinite benemerenze, alle quali se ne aggiunge ora una nuova che non desta soltanto l'usuale ammirazione, ma penetra nelle regioni del sentimento. E' stato messo a punto, nell'Unione Sovietica, l'apparecchio Luc, che in russo vuol

dire « raggio », capace di trasformare in impulsi convenzionali i testi scritti. Così i ciechi potranno leggere con un mezzo più rapido del glorioso e patetico metodo Braille.

Eppure, col cammino incessante del progresso tecnico e scientifico, non v'è chi non accarezzi il sogno di più lontane mete, quali la ricostruzione di organi per ridare la vista ai ciechi, l'udito ai sordi e così via. Chissà: ai tempi di Giulio Verne si disse che il viaggio sulla Luna era fantasia pura...

LA LUNA SE NE VA

Sembra il titolo di una nuova canzone ma non lo è, tanto più che il nostro satellite ha le azioni in ribasso, da qualche tempo, nella sfera canzonettistica. Una volta ce n'era l'inflazione: Luna marinara, Luna rossa, Luna verde, Chiaro di Luna. Ora, è proprio il caso di dirlo, sull'orizzonte canoro la luna è in eclissi totale.

Parliamo della luna, quella vera, che si allontana dalla terra. Il fenomeno è collegato alle maree.

Questi rigonfiamenti causati dalla luna o meglio dal suo campo gravitazionale, oltre che a quello del sole, esercitano a loro volta un'attrazione verso la luna causandone un ritardo nella rotazione e l'allontanamento da noi. Come contropartita, viene rallentata anche la rotazione terrestre e allungata la durata del giorno. E' tutto un gioco di forze che si influenzano vicendevolmente. Per ora, tuttavia, non ci dobbiamo allarmare: la luna si allontana da noi tre centimetri all'anno, e la « frenata » del nostro movimento rotatorio fa allungare le giornate di un secondo al secolo.

UN SATELLITE EUROPEO

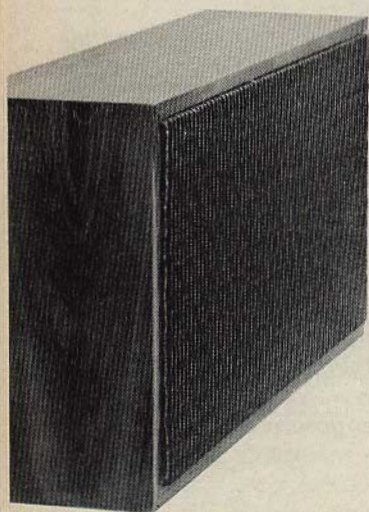
No, non rallegratevi troppo in anticipo: il satellite europeo non c'è ancora. Se la fortuna assisterà questo nostro vecchio continente, che sembra assoggettato alla legge di tutti i vecchi perchè ogni tanto dà i numeri (però anche i giovani continenti mica scherzano) se tutto andrà bene, dunque, avremo il nostro satellite per telecomunicazioni del 1971.

Le difficoltà cui si andrà incontro, tanto per cambiare, non saranno tecniche ma amministrative e, diciamolo pure, politiche. Comunque, le basi di un'intesa sono state gettate in una riunione tenutasi a Madrid, per cui si spera di avviare il problema a soluzione mediante la creazione di un organismo internazionale chiamato Eurosat.

E' appena il caso di accennare ai vantaggi che deriveranno ai paesi europei dal satellite per le comunicazioni telefoniche e televisive, anche agli effetti economici. Fino a quel momento, l'Europa sarà in posizione di inferiorità rispetto a U.S.A. e U.R.S.S.

NIENTE BIS

La bottiglia di Leida fu scoperta nel 1746 da Musschenbröck il quale volle sperimentare su se stesso la scarica elettrica. C'è da pensare che l'emozione provata superasse ogni più coraggiosa previsione dell'inventore. Infatti, chiestogli se fosse stato pronto a ripetere l'esperimento, rispose: — No, grazie, nemmeno se in compenso mi si offre la corona di Francia.

Zio Ruben

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, iniziamo la pubblicazione delle tabelle di equivalenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di tubi professionali.

EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
1A3	DA90	1P10	3S4;DL92
1AB6	DK96	1P11	3V4;DL94
1AC6	DK92		
1AD4	DF62	1R5	DK91
1AH5	DAF96	1S2	DY86
		1S2A	DY87
1AJ4	DF96		
1AN5	DF97	1S5	DAF91
1B3GT	DY30	1T4	DF91
1BG2	DY51	1U5	DAF92
1BQ2	DY802		
		1X2	1X2B;DY80
1C1	1R5;DK91	1X2A	1X2B;DY80
1C2	DK92;1AC6	1X2B	DY80
1C3	DK96;1AB6		
1CP31	DH3-91	2B32	832A;QQE04/20
1E3	DC70;6375	2B46	6146;QE05/40
		2B52	6252;QQE03/20
1F1	1AJ4;DF96		
1F2	1L4;DF92	2B94	5894;QQE06/40
1F3	1T4;DF91	2D21	PL2D21;EN91
1FD1	1AH5;DAF96		
1FD9	1S5;DAF91	2D21W	PL5727;M8204
		2D21WA	PL5727;M8204
1G35P	4C35A;6268	2E26	QVO5-10
1G45P	3C45	2FY5	XC97
1H2	1S2;DY86		
1L4	DF92	2G57	PL5557
		2G402A	DCX4/1000;3B28
1M3	DM70	2G/472B	DCX4/5000;4B32
1N3	DM71	2H28	3B28;DCX4/1000
1P1	3C4;DL96	2H66	866A;DCG4/1000G

Tipo	Corrispondente Philips
2HA5	XC900
2HR8	XF86
2K26	KS7-85C
2V/400A	DCG4/1000G;866A
3A4	DL93
3A5	DCC90
3AJ8	XCH81
3AL5	XAA91
3ALP1	DG7-5
3ALP7	DP7-5
3ALP11	DB7-5
3AMP1A	DG7-32
3AU6	XF94
3B4	DL98
3B28	DCX4/1000
3BH2	GY501
3BKP2	DN7-78
3BKP7	DP7-78
3BKP11	DB7-78
3BKP31	DH7-78
3BX6	XF80
3BY7	XF85
3BYP2	DN7-11
3BYP7	DP7-11
3BYP11	DB7-11
3BYP31	DH7-11
3C4	DL96
3C23A	PL3C23A
3E29	QQV5-P10
3EH7	XF183
3EJ7	XF184
3G49P	5949
3G/501A	PL5545A
3G/502A	PL6807
3HA5	LC900
3Q4	DL95
3S4	DL92
3V4	DL94
3V/390A	PL5559
3WP1	DG7-36

Tipo	Corrispondente Philips
3WP2	DN7-36
3WP7	DP7-36
3WP11	DB7-36
4-65A	QB3/200
4/100BU	AZ50
4-125A	QB3/300GA
4-250A	QB3.5/750GA
4-400A	QB4/1100GA
4B13	QB2/250
4B26	1163
4B32	DCX4/5000
4BL8	XCF80
4C35	4C35A;6268
4CM4	PC86
4CX250B	QEL2/275
4CX250F	QEL2/275H
4CX250FG	8621
4CX250R	7580W
4CX350A	8321;YL1340
4CX350F	8322;YL1341
4D21	4-125A;QB3/300GA
4DL4	PC88
4EH7	LF183
4EJ7	LF184
4ER5	PC95
4ES8	XCC189
4F15K	4X150A;QEL1/150
4F15R	4X150A;QEL1/150
4F21	QB3/300;6155
4FY5	PC97
4G/280K	PL2D21;EN91; PL5727;M8204
4GJ7	XCF801
4H/135M	QEL1/50;4X150A
4H/136M	QEL1/150H;4X150D
4H/160M	QEL2/250;4X250B
4HA5	PC900
4J	QQE06/40;5894
4Q025	RG3-250
4X150A	QEL1/150

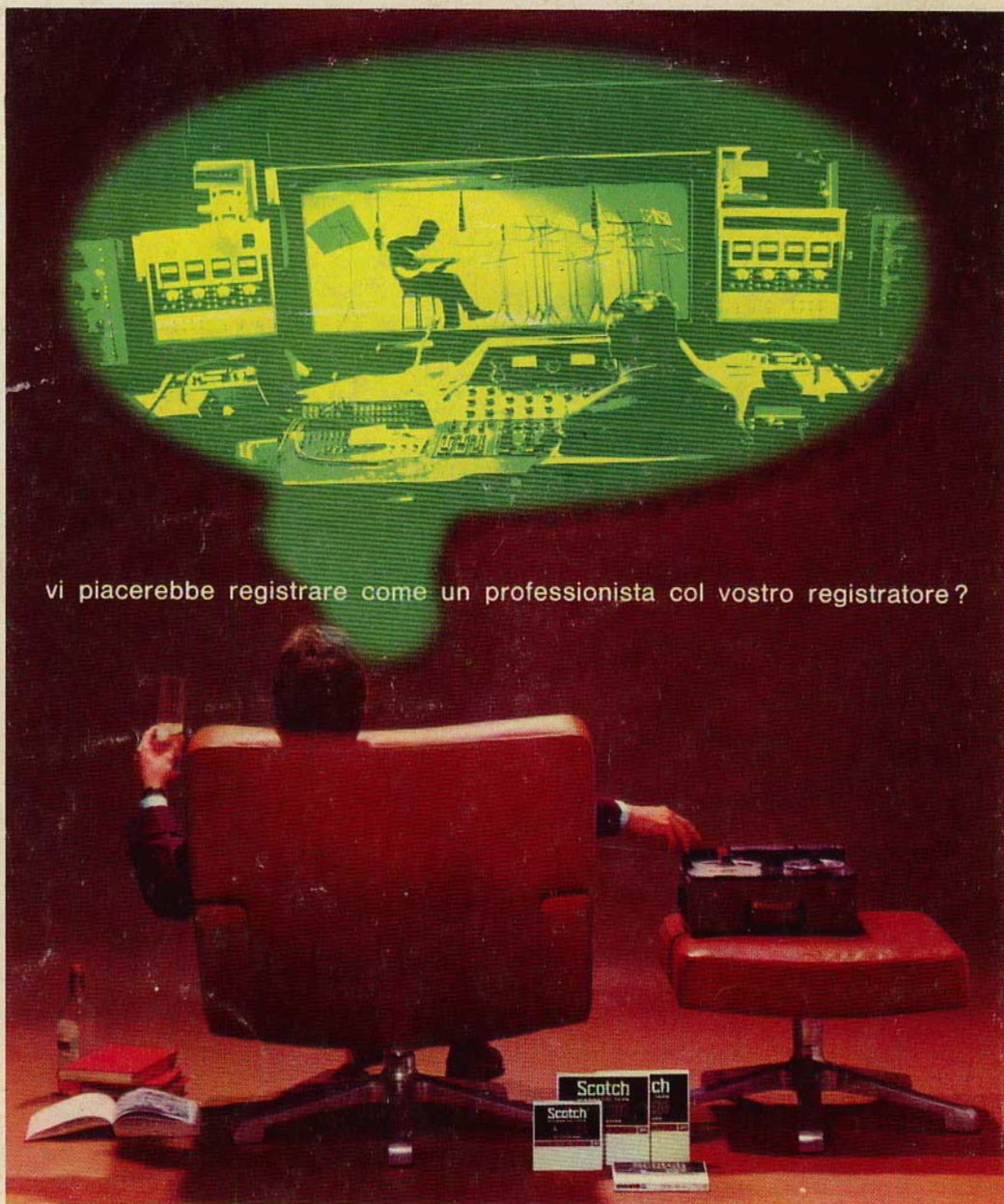
Tipo	Corrispondente Philips
4X150D	QEL1/150H
4X250B	QEL2/250
4X500A	QBL4/800
5/62CM	DH13-78;5BHP31
5A/160H	EF91;6AM6;M8083
5A/170K	E180F;6688
5ADP1	DG13-34
5ADP2	DN13-34
5ADP7	DP13-34
5ADP11	DB13-34
5AQ4	GZ32
5AR4	GZ34
5B21	1164
5B/250A	QE06/50;807
5BHP31	DH13-78
5C21	PL5545A
5C22	6279
5C/100A	QB2/250;813
5CLP2	DN13-10
5D22	4-250A;QB3.5/750GA
5F22	QB3.5/750GA
5F23	QB4/1100GA
5GJ7	LCF801
5HG8	LCF86
5U9	LCF201
5UP1	DG13-32
5V9	LCH200
5X9	LCF200
5Z4	GZ30
5Z4G	GZ30
5Z4GT	GZ30
6AB8	ECL80
6AJ8	ECH81
6AJ9	ECF202
6AK5	EF95;E95F 5654;
6AK5W	E95F; 5654;M8100

Tipo	Corrispondente Philips
6AK8	EABC80
6AL3	EY88
6AL5	EAA91;E91AA 5726;M8212
6AL5W	5726; E91AA;M8212
6AM5	EL91;M8082
6AM6	EF91;M8083
6AM6S	M8083
6AN7	ECH80
6AQ4	EC91;M8099
6AQ5	EL90
6AQ8	ECC85
6AS6	5725;M8196
6AS6W	5725
6AT6	EBC90
6AU6	EF94;6AU6A
6AV6	EBC91
6AX8	6U8;6U8A
6BA6	EF93
6BA6W	5749
6BD7	EBC80
6BD7A	EBC81
6BE6	EK90
6BE7	EQ80
6BH5	EF81
6BK6	6AV6;6EBC91
6BL8	ECF80; 7643;E80CF
6BM8	ECL82
6BN5	EL85
6BQ5	EL84
6BR5	EM80

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
6BT4	EZ40	6DX8	ECL84
		6DY5	EL82
6BX6	EF80		
		6EC4	EY500
6BY7	EF85	6ED4	ED500
6C4	EC90;M8080	6EH7	EF183
		6EJ7	EF184
6C4W	M8080	6EL7	6BX6;EF80
6C10	6CU7;ECH42	6ES6	EF97
6C12	6AJ8;ECH81	6ES8	ECC189
6C16	6BL8;ECF80; 7643;E80CF	6ET6	EF98
		6F12	6AM6;EF91; M8083
6CA4	EZ81	6F16	6CJ5;EF41
6CA7	EL34	6F19	6BY7;EF85
6CD7	EM34	6F21	6CQ6;EF92;M8161
6CH6	EL821	6F23	6BX6;EF80
		6F29	EF183;6EH7
6CJ5	EF41	6F30	EF184;6EJ7
6CJ6	EL81		
6CK5	EL41	6F50R	QBL4/800;4X500A
6CK6	EL83	6FC7	ECC89
		6FD12	6DC8;EBF89
6CM4	EC86	6FG6	EM84
6CM5	EL36	6FV5	EL136
6CN6	EL38		
6CQ6	EF92;M8161	6FY5	EC97
		6G45	PL5545A
6CS6	EH90	6GB5	EL500
6CT7	EAF42		
6CU7	ECH42	6GB5A	EL504
		6GJ7	ECF801
6CV7	EBC41	6GM8	ECC86
6CW5	EL86		
6CW7	ECC84	6GV8	ECL85
6D2	EB91	6GW8	ECL86
6D4	EN93	6HA5	EC900
		6HG8	ECF86
6D5	6D4;EN93		
6DA5	EM81	6HU6	EM87
6DA6	EF89	6J6	ECC91;M8081
6DC8	EBF89		
		6JW8	ECF802
6DJ8	ECC88	6JX8	ECH84
6DL4	EC88	6K4	EC70;6778
6DR8	EBF83		
		6KG6	EL505
6DS8	ECH83	6KG6A	EL509

Tipo	Corrispondente Philips
6KM6	EL505
6KW6	EL508
6L12	6AQ8;ECC85
6L13	12AX7;ECC83; M8137
6L16	6CW7;ECC84
6L34	EC91;6AQ4; M8099
6LD3	6CV7;EBC41
6LD12	6AK8;EABC80
6LN8	LCF80
6LX8	LCF802
6M2	6CD7;EM34
6M5	EL80
6N3	EY82
6N8	EBF80
6P15	6BQ5;EL84
6P17	6AM5;EL91;M8082
6Q4	EC80
6R3	EY81
6R4	EC81
6S2	EY86; 6S2A;EY87
6S2A	EY87
6U3	EY80
6U8	ECF82
6U9	ECF201
6V4	EZ80
6V9	ECH200
6X2	EY51
6X4	EZ90
6X9	ECF200
6Y9	EFL200

- continua -

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
FIVRE
Quarzi piezoelettrici per tutte le applicazioni
Poliodi di ogni tipo e potenza per applicazioni trasmittenti ed industriali
Ignitrons e thyratrons per applicazioni industriali
Tubi ad onde progressive e klystrons
Tubi a raggi catodici per televisione
Valvole sub-miniatura e altri tubi speciali
Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione
Condensatori ad alto vuoto
PAVIA
VIA FABIO FILZI, 1
TEL. 31144/5
23636/7/8
26791

vi piacerebbe registrare come un professionista col vostro registratore?
Scotch
Scotch